

ROK III WRZESIEŃ—PAŹDZIERNIK 1948 R. NR 9/10

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 100 zł

TREŚĆ NUMERU:

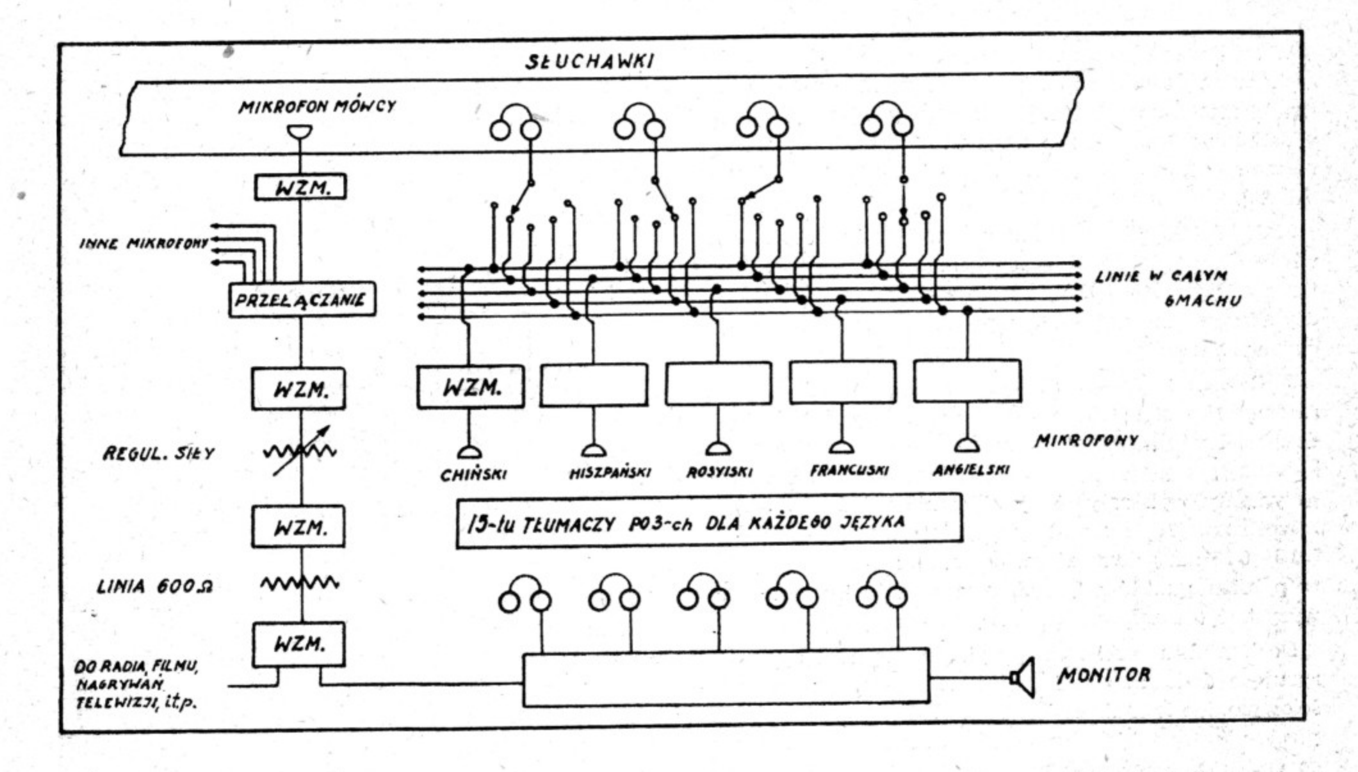
R A D I O

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok III **Wrzesień – Październik 1948** **Nr 9/10**

Z kraju i zagranicy

Tłumaczenie przemówień w O.N.Z.



Na wielkich konferencjach międzynarodowych przyjął się system jednoczesnego tłumaczenia przemówień na kilka języków. Przyczynia się on bardzo do skrócenia czasu posiedzeń, ponieważ tłumaczenie następuje niemal równocześnie ze zdaniami wypowiadanymi przez mówcę. Dawniej wygłaszano przemówienie w jednym języku, potem kolejno dawano tłumaczenie na co najmniej dwa języki „międzynarodowe". Trwały więc obrady proporcjonalnie dłużej i były nadzwyczaj nużące.

W gmachu O.N.Z. są dwie duże sale konferencyjne, w każdej zaś jest 50 miejsc naokoło owalnego stołu Każdy delegat ma parę słuchawek, która daje mu możność słuchania przemówienia w jednym z pięciu międzynarodowych języków, przez odpowiednie nastawienie przełącznika, znajdującego się pod ręką. Jeśli rozumie on język danego mówcy — nie potrzebuje zakładać słuchawek, ponieważ sala jest obsłużona przez system 48 głośników, z których każdy pracuje na niewysokim poziomie. Głośnik przylegly do czynnego chwilowo mikrofonu automatycznie się wyłącza podczas załączenia mikrofonu.

W końcu sali, naprzeciw przewodniczącego, znajduje się pięć wysoko wzniesionych kabin, izolowanych akustycznie. W każdej z nich siedzi po trzech tłumaczy, kolejno się zmieniających, ponieważ nie może być najmniejszej przerwy w obsłudze. Obok kabin znajduje się stół operacyjny z całą aparaturą, pod kontrolą operatora.

Każdy z dwóch delegatów dysponuje jednym mikrofonem, który poprzez wzmacniacz wstępny dochodzi, wraz z 32 innymi, do tablicy z kluczami. Stamtąd, poprzez dalszy wzmacniacz, regulację siły oraz wzmacniacz liniowy, odgałęzia się do radia, filmu, nagrywań na płyty i taśmy oraz do telewizji, no i przede wszystkim do słuchawek piętnastu tłumaczy, po trzech dla każdego języka. Tłumacze ci mówią do mikrofonów, które zasilają poprzez dalsze wzmacniacze słuchawki delegatów. Odgałęzienia pozwalają poza tym słuchać tłumaczeń w innych pokojach gmachu.

Centrum nerwowym instalacji jest tablica kluczy mikrofonowych. Od zręcznego i szybkiego manewrowania nimi zależy sprawność całego systemu. Delegaci przeważnie przemawiają siedząc a w ogniu dyskusji nie czekają na udzielenie głosu przez przewodniczącego.

O ile załączanie mikrofonów jest centrum nerwowym, to tłumacze stanowią mózg całej instalacji. Na ich szybkości, zdolności ścisłego interpretowania w drugim języku myśli wyrażanych w innym języku oraz bezstronności spoczywa cały sukces tej nowoczesnej metody prowadzenia wielojęzycznych obrad.

Przez dobór najbardziej uzdolnionych specjalistów z całego świata zrobiono wszystko co jest możliwe.

Wzmacniający kryształ

Transistor: Trioda kontaktowa z germanem

W czasie wojny do radaru zastosowano diody, w których galenę zastąpiono kryształem germanu. German, rzadki metal, znajduje się w następującej grupie pierwiastków: miedź (Nr 29), cynk (Nr 30), galium (Nr 31), german (Nr 32), arsen (Nr 33), selen (Nr 34) i brom (Nr 35).

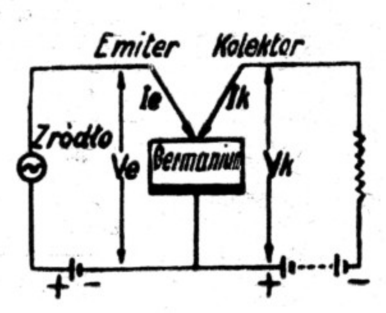
Małe detektorki z germanu wykazały doskonałe własności w detekcji fal centymetrowych i znajdują teraz wiele zastosowań zamiast diod lampowych, między innymi do przyrządów pomiarowych, falomierzy, ograniczników itd.

J. Barden i W. H. Brattain z Bell Telephone Laboratories skonstruowali obecnie urządzenie trójelektrodowe z kryształem germanu nazwane „transistorem", którego opis znajdujemy w „Wireless World". Ich eksperymenty wykazały, że jeśli zamiast jednego ostrza z wolframu lub fosfor-brązu umieścić b. blisko siebie (0,05—0,25 mm) dwa ostrza, powstaje zależność prądów w pobliżu punktów kontaktu, zależność którą można wyzyskać dla wzmocnienia rzędu dziesięciokrotnego.

Do kontaktu „emittera" przykłada się napięcie polaryzujące dodatnie ok. 1 wolta wraz z sygnałem wejściowym. Do kontaktu „kollektora" dopasowuje się napięcie ujemne takie, aby prąd kollektora był tego rzędu co emittera. Znaczna część prądu emittera przechodzi do kollektora i wzmocnienie wynika z tego, że kontakt kollektora i obciążenie dostosowane do niego, ma zawadę około 100 razy większą niż obwód wejściowy (emitter). Tak więc stosunek zawad wejściowej do wyjściowej oraz biegunów baterii są odwrotne do tych, jakie znajdujemy w zwykłych lampach elektronowych.

Teoria działania transistora, mechanizm przepływu elektronów w pobliżu kontaktów nie zostały jeszcze dokładnie wyjaśnione.

Dość prawdopodobna hipoteza mówi, że istnieją dwie odmiany kryształu germanu, „n" — źródło wędrujących elektronów oraz „p", w którym elektrony tworzą większe lub mniejsze zagęszczenia. Przesuwanie „dziur" elektronowych pod wpływem spolaryzowanych ostrzy jest przyczyną działania transistora.



W bloku tworzącym podstawę transistora całość jest z germanu „n", zaś odpowiednio spreparowana powierzchnia z germanu „p". Ruchliwość tych „stad" elektronów jest dość znaczna mimo, że nie odbywa się w próżni, nie stanowi w każdym razie przeszkody w stosowaniu transistora dla fal aż do 30 m długości.

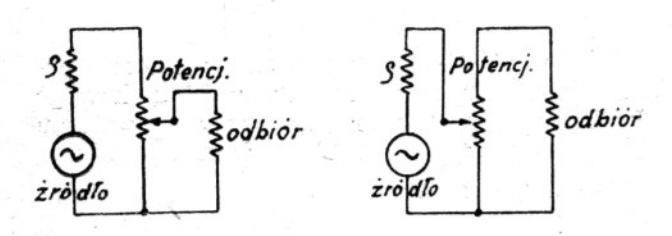
Choć technika zastosowania różni się znacznie od konwencjonalnych lamp elektronowych, zwłaszcza pod względem dopasowania obwodów do warunków niskiej oporności wejściowej a wysokiej oporności wyjściowej, zdołano już skonstruować, na samych transistorach, doświadczalny odbiornik o mocy wyjściowej 25 mW, oraz wzmacniak telefoniczny i oscylator częstotliwości akustycznej.

Choć nie należy pochopnie sądzić, że transistor wyruguje normalne lampy, możemy się cieszyć, że technika elektronowa uzyskała nowe narzędzie pracy.

Inż. K. Lewiński

Tłumiki i miksery

We wzmacniaczach, odbiornikach itp. siłę głosu reguluje się zawsze tzw. potencjometrem, czyli ruchomym dzielnikiem napięć o wysokiej oporności. Regulacja ta jest o tyle ułatwiona, że „odbiór", którym jest obwód siatkowy, posiada oporność nieskończoną i przez to nie wpływa ani na obciążenie źródła, ani na stopień podziału napięć. Regulacja potencjometrem jest jednak ściśle związana z lampami elektronowymi i nie wchodzi w rachubę, gdy odległość regulatora od wzmacniacza przekracza jeden lub najwyżej dwa metry.



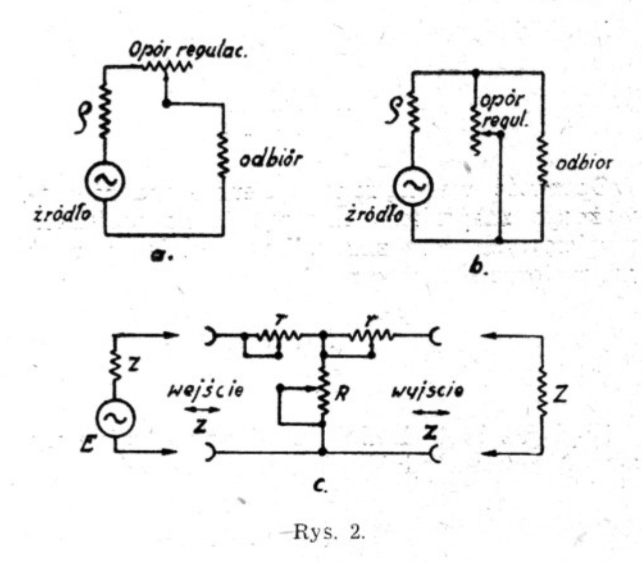
Rys. 1.
Potencjometryczna regulacja napięcia.

Gdy odbiór posiada pewną określoną oporność, innymi słowy pobiera moc porównywalną z mocą źródła, regulacja potencjometrem zawodzi o ile jego oporność nie jest co najmniej 3 do 5 razy mniejsza od oporności odbioru. Jest to dopuszczalne, jeśli nie zależy nam na zużytkowaniu mocy. Układ taki nie jest jednak do pomyślenia np. dla regulacji mocy poszczególnych głośników większej grupy.

W układzie potencjometrycznym źródło „widzi" opór zależny oprócz oporności samego potencjometra, jeszcze od oporności odbioru oraz od położenia ślizgacza. Odbiór również „widzi" oporność zależną od położenia ślizgacza, oporności właściwej potencjometra oraz oporności źródła. Sprawy te są obojętne gdy odbiorem jest j. w. siatka lampy o oporności nieskończonej, lecz nabierają znaczenia, nieraz decydującego, gdy źródło lub odbiór zawierają indukcyjności, pod postacią na przykład transformatorów, lub gdy regulatory stanowią grupę obsługującą różne źródła, lecz pracującą na jeden wspólny odbiór (tzw. miksery). W obu tych wypadkach sprawą zasadniczej wagi jest to, aby oporność regulatora nie ulegała zmianie, była stale jednakowa bez względu na położenie ślizgacza i ułamek napięcia jaki przekazuje z odbioru do źródła. Regulatory spełniające takie wymagania nazywamy tłumikami (attenuatorami), a stosunek mocy wyjściowej do wejściowej — tłumieniem. Tłumienie wyraża się przeważnie w decybelach (w technice liniowej — w neperach) a tłumiki wykonuje się w postaci ślizgaczy skokowych, wyskalowanych w decybelach.

Tłumiki pracują przeważnie między źródłem a odbiorem o jednakowej oporności. Do tej określonej oporności „właściwej" albo „charakterystycznej" sprowadza się często oporność jednego lub drugiego za pomocą transformatorów, lub gdy godzimy się dla uproszczenia z pewną — nieraz poważną — stratą mocy, za pomocą równoległych i szeregowych oporów.

Rys. 2 wskazuje dwa najprostsze, lecz i najbardziej niedoskonałe sposoby regulacji mocy odbieranej ze źródła, za pomocą oporu zmiennego, bądź szeregowego, bądź równoległego.



Rys. 2.

a) Regulacja napięcia oporem szeregowym, b) Regulacja napięcia oporem równoległym, c) Przez połączenie regulacji szeregowej z równoległą, otrzymuje się „tłumik Teowy" o stałej oporności wejściowej i wyjściowej i dowolnej regulacji napięcia.

Oczywiście, że można tymi prostymi sposobami uzyskać regulację, ale na tle postawionych wyżej wymagań, łatwo zorientujemy się w ich brakach. Na tym samym rysunku widzimy,

jak za pomocą połączenia regulacji szeregowej z równoległą, dochodzimy do t. zw. tłumika T-eowego, który z miejsca spełnia wszystkie wymagania i jest, czasem w zmodyfikowanej uproszczonej formie, powszechnie używany we wszystkich urządzeniach elektro-akustycznych.

Tłumik T-eowy można obliczyć tak, aby wprowadzał dowolne tłumienie pomiędzy odbiór a źródło nie zmieniając ani oporności, którą widzi źródło, ani tej, którą widzi odbiór. Wszystkie te oporności będą zresztą równe — oznaczymy je przez **Z.**

Obliczenie tłumika nie przedstawia trudności. Prąd wejściowy wynosi:

$$I = \frac{E}{Z + r + \frac{R(r+Z)}{R+r+Z}} =$$

$$= E \frac{R + r + Z}{(r+Z)(2R + r + Z)}$$

Prąd wyjściowy znajdziemy posługując się „teoremem Thévenina". Możemy mianowicie uprościć nasz dość skomplikowany układ generatora o oporności wewnętrznej **Z** wraz z tłumikiem, zastępując go generatorem równoważnym o sile elektromotorycznej **e** równej napięciu na zaciskach wyjściowych, lecz bez obciążenia.

Znajdziemy więc

$$e = E \frac{R}{Z + r + R}$$

Oporność wewnętrzną ϱ generatora równoważnego znajdziemy mierząc ją na zaciskach wyjściowych, lecz znowu bez obciążenia, przy generatorze **E** zwartym

$$\rho = r + \frac{R(r+Z)}{R + r + Z}$$

Stąd już bezpośrednio prąd wyjściowy przy zamknięciu na odbiór **Z**

$$i = \frac{e}{\rho + Z} =$$

$$E \frac{R}{Z + r + R} \cdot \frac{1}{r + \frac{R(r+Z)}{R+r+Z} + Z} =$$

$$= E \frac{R}{(r+Z)(2R + r + Z)}$$

Stosunek prądu wejściowego do wyjściowego jest właśnie tłumieniem układu, oznaczamy go literą **K.**

$$K = \frac{I}{i} = \frac{R + r + Z}{R} \qquad (1)$$

Warunkiem podstawowym obliczenia tłumika jest to, aby źródło widziało oporność charakterystyczną **Z,** gdy odbiór o tej oporności **Z** jest dołączony do zacisków wyjściowych. Identyczny warunek musi być spełniony dla zacisków wyjściowych, aby odbiór widział oporność **Z** przy generatorze **E** nieczynnym. Oba te warunki, dzięki symetrii układu, prowadzą do tego samego równania a mianowicie:

$$r + \frac{R(r+Z)}{R + r + Z} = Z \qquad (2)$$

Z równań (1) i (2) znajdziemy wartości oporów szeregowych **r** oraz oporu bocznikowego **R** dla każdego tłumienia **K,** przy zachowaniu warunku stałej oporności na wyjściu tłumika.

Znajdując z (1)

$$R = \frac{r + Z}{K - 1}$$

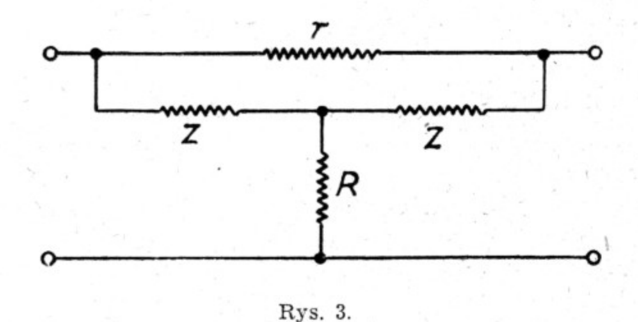
wprowadzamy te wartości do (2) i otrzymujemy po uproszczeniach:

$$r = \frac{K-1}{K+1} Z$$

oraz

$$R = \frac{2K}{K^2 - 1} Z$$

Dwie te wartości wyznaczają całkowicie tłumik T-eowy.



Rys. 3.

Tłumik T-mostkowane. Przy dwu tylko oporach zmiennych otrzymuje się ściśle te same własności co w tłumiku T-eowym.

Obok tłumika T-eowego stosuje się często, zwłaszcza dla tłumień stałych, układ π. W sposób analogiczny do powyższego, znajdziemy, że opór „poziomy"

$$r = \frac{K^2 - 1}{2K} Z$$

zaś każdy z dwu oporów „pionowych"

$$R = \frac{K + 1}{K - 1} Z$$

Jeśli tłumiki mają być zmienne musimy zarówno w układzie **T** jak i π zmieniać jednocześnie trzy opory. Można obejść częściowo tę niedogodność, bez jakiegokolwiek umniejszenia postawionych wyżej warunków, przez zastosowanie tzw. **T** mostkowego (Rys. 3). Widzimy tam normalny układ **T** złożony z oporu bocznikowego **R** i oporów szeregowych **Z**, niezmiennych, i równych każdy oporności charakterystycznej układu. Oba te opory szeregowe są zabocznikowane (rodzaj mostka) oporem **r.** Taki tłumik będzie spełniał wszystkie znane już warunki jeśli

$$R = \frac{1}{K - 1} Z$$

$$r = (K - 1) Z$$

Dla konstrukcji tłumików zmiennych ten układ jest powszechnie stosowany, ponieważ nastawia się tylko dwa opory, zamiast trzech. Dla zestawienia tłumików stałych nie jest on korzystny, ponieważ potrzeba czterech oporów zamiast trzech.

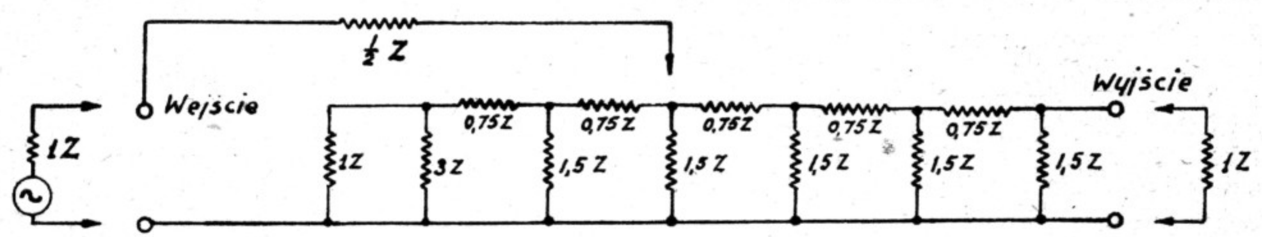
a oporność bocznikowa

$$R = \frac{2 + 1}{2 - 1} Z = 3 Z$$

Przy zestawieniu całej drabinki z poszczególnych komórek, opory bocznikowe wyniosą po 1,5 **Z.** Drabinka jest z prawej strony zakończona opornością odbioru **Z,** zaś z lewej strony zakończa się ją dodatkowo oporem **Z.** Ślizgacz ma załączony jeszcze uzupełniający opór szeregowy 0,5 **Z.** W ten sposób źródło widzi na każdym skoku ślizgacza zawsze oporność **Z,** odbiór zaś widzi oporność zmieniającą się od 0,6 **Z** (przy najmniejszym tłumieniu) do 0,99 **Z** (przy największym tłumieniu). Jeśli zależy nam na tym, aby odbiór widział stałą oporność, źródło bowiem jest mniej krytyczne, oddajemy źródło na drabinkę a wyjście na ślizgacz.

Ponieważ skoki co 6 decybeli są zbyt wielkie (ucho słyszy różnice siły już od 3 **db**) nie daje się więcej komórek π co np. 1,5 **db,** lecz dzieli się każdy opór szeregowy na cztery części i otrzymuje się skoki co 1,5 **db,** kosztem pewnych niewielkich wahań w opornościach wejściowej i wyjściowej.

Na rys. 5 widzimy praktyczne wykonanie tłumika drabinkowego f-my Daven. Oprócz skoków po dzielonych opornościach szeregowych, widzimy tam jeszcze podzielony ostatni opór z lewej strony. Ostatni bowiem skok



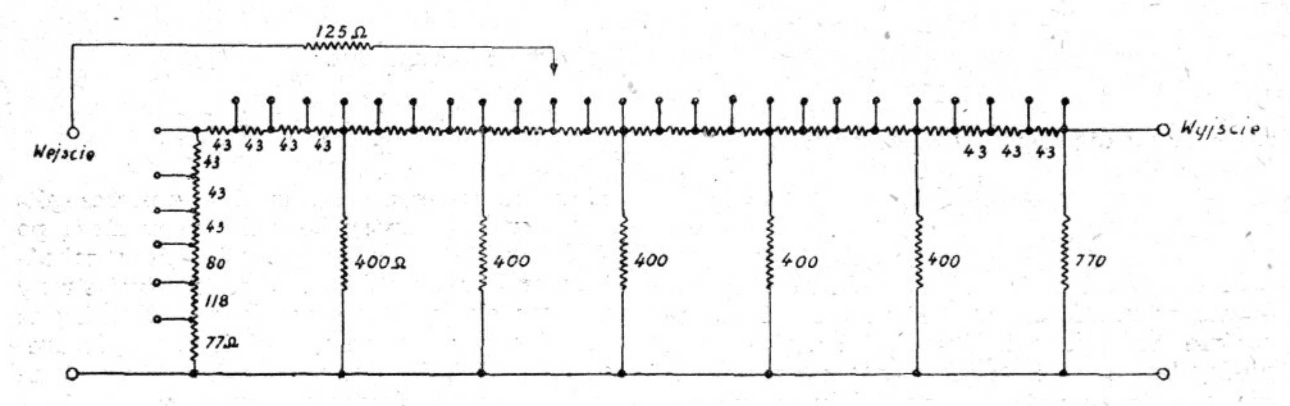
Rys. 4.
Schemat tłumika drabinkowego o oporności wejściowej Z i skokach co 6 db.
(ostatni opór z prawej strony drabinki zamiast 1,5 Z powinien być 3 Z)

Można jeszcze bardziej uprościć tłumik zmienny stosując tylko jeden ślizgacz. Odbędzie się to kosztem pewnych, niewielkich zresztą i praktycznie najczęściej dopuszczalnych, wahań oporności charakterystycznej oraz, niestety, kosztem poważnej straty napięcia, wynoszącej aż 6 decybeli. Nawet więc na zerowym położeniu ślizgacza napięcie wyjściowe będzie tu zaledwie połową wejściowego. Tłumik „drabinkowy" o jednym ślizgaczu widzimy na rys. 4. Składa się on z szeregu ogniw kształtu π, zestawionych ze sobą. W praktycznym wykonaniu, każde takie ogniwo ma tłumienie 6 decybeli czyli **K** = 2. Stąd opór szeregowy wyniesie:

$$r = \frac{2^2 - 1}{2 \cdot 2} Z = 0{,}75 Z$$

„prawidłowy" z lewej strony wprowadza tłumienie w sumie tylko 30 **db**, aby więc sprowadzić poziom do zupełnej ciszy, ślizgacz skacze po dzielonym ostatnim oporze pionowym, aż do linii zerowej. W pozycji „minimum" czyli największego, nieskończonego tłumienia źródło widzi oporność oczywiście zaledwie 0,5 **Z.** Jest to jednak najmniejszy chyba kłopot z tłumikiem drabinkowym, ponieważ nie będziemy troszczyli się o źródło w tym momencie nieczynne.

Prawdziwym mankamentem tłumika drabinkowego jest jego stałe tłumienie 6 **db.** Dlaczego tak jest, łatwo się zorientować z rys. 4. Obliczamy najpierw oporność drabinki posuwając się od lewej strony. **Z** i 3**Z** równoległe równa się 0,75**Z,** co wraz z oporem szeregowym 0,75**Z**



Rys. 5.
Przykład praktyczny tłumika drabinkowego o oporności 250 ohm i skokach co 1,5 db firmy Daven. Oporności wskazane na rysunku, a zmierzone na jednym egzemplarzu, różnią się nieco od obliczonych teoretycznie, które wynoszą

¼ × 250 × 0 75 = 46,8 ohm zamiast 43 ohm
250 × 1,5 = 375 ohm „ 400 ohm

Widocznie jednak te odchylenia nie mają praktycznego znaczenia.

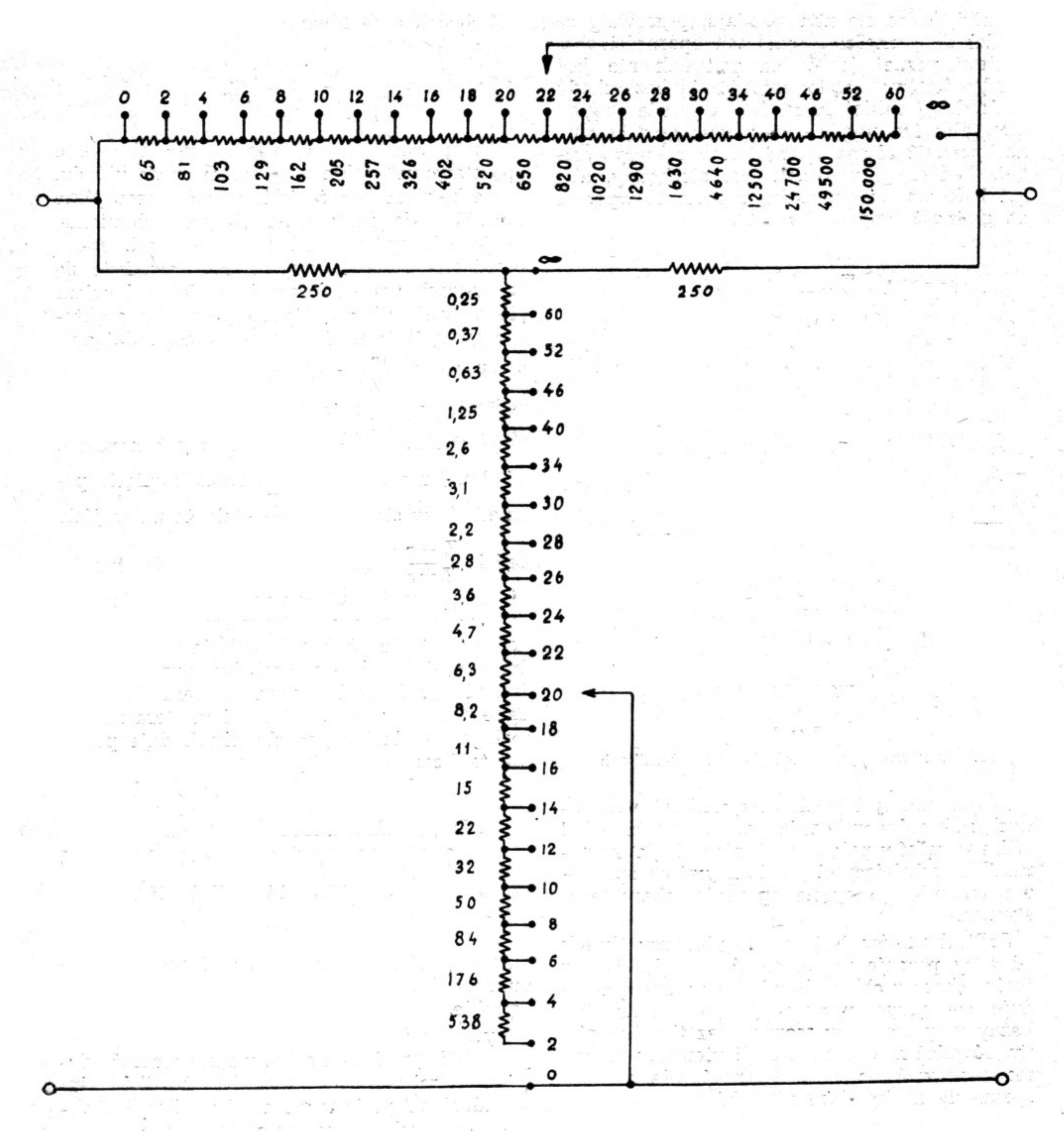
stanowi 1,5**Z**, zaś z kolei z oporem równoległym 1,5**Z** daje znowu 0,75**Z**. Podążając kolejno w prawo dochodzimy do końcowego oporu 3**Z**, który z 1,5**Z** równolegle daje 1**Z** — co jest opornością charakterystyczną drabinki zmierzoną na zaciskach wyjściowych przy wejściu i wyjściu otwartym. Jeśli załączymy odbiór 1**Z** da to razem 0,5**Z**. Jasne jest teraz, że napięcie wejściowe rozdzieli się po połowie między opór w ślizgaczu 0,5**Z** a powyższą oporność 0,5**Z** zmierzoną na pierwszym kontakcie. Gdy ślizgacz posuwa się po kontaktach, tłumienie rośnie, lecz to początkowe, dodatkowe tłumienie zawsze pozostaje. Dawniej robiono tłumiki drabinkowe bez oporu szeregowego w ślizgaczu, przez co tłumienie podstawowe wynosiło tylko 3,5 **db**, jednak wahania oporności były znacznie większe. Obecne rozwiązanie jest kompromisem między dwoma sprzecznymi warunkami.

Stosuje się więc tłumik drabinkowy tam, gdzie moc jest tania, np. na wyjściu generatorów częstotliwości akustycznej lub radiowej oraz w układach elektroakustycznych, gdzie tę stratę można łatwo wyrównać kosztem podniesienia wzmocnienia wzmacniaczy o 6 **db**.

Celem uproszczenia obliczania tłumików podajemy tablice liczbowe spółczynników przy **Z** wchodzących do wzorów na tłumiki **T** i π. Należy tylko wybrać odpowiednie wzory i oporność charakterystyczną **Z** pomnożyć lub podzielić (niektóre spółczynniki są odwrotnościami innych) przez liczbę z tablicy odpowiadającą żądanemu tłumieniu. Przy tłumikach zmiennych należy pamiętać, że tablice podają wartości oporów dla całego tłumienia, wartości oporów dla poprzednich skoków należy każdorazowo odliczyć.

Na rys. 6 mamy obliczony tłumik T-eowy mostkowy na 250Ω, ze skokami co 2 decybele, z wyjątkiem kilku ostatnich pozycji, gdzie, celem zupełnego wyciszenia, skoki są szybsze. Ostatnie opory szeregowe, np. powyżej 10.000Ω, można bez szkody zupełnie pominąć.

db	K	$\frac{1}{K-1}$	$\frac{K-1}{K+1}$	$\frac{K^2-1}{2K}$
0	1,00	—	0,058	0,000
1	1.12	8,20	0,115	0,115
2	1,26	3,86	0,171	0,232
3	1,41	2,43	0,226	0,352
4	1,58	1,71	0,280	0,477
5	1,78	1,28	0,332	0,608
6	2,00	1,00	0,382	0,747
7	2,24	0,808	0,430	0,896
8	2,51	0,661	0,476	1,06
9	2,82	0,550	0,520	1,23
10	3,16	0,463	0,560	1,42
11	3,35	0,425	0,598	1,63
12	3,98	0,335	0,634	1,86
13	4,47	0,288	0,667	2,12
14	5,01	0,249	0,698	2,41
15	5,62	0,216	0,726	2,72
16	6,31	0,188	0,752	3,07
17	7,08	0,164	0,776	3,47
18	7,94	0,144	0,798	3,91
19	8,91	0,126	0,818	4,40
20	10,0	0,111	0,836	4,95
22	12 6	0,086	0,852	6,25
24	15,8	0,067	0,881	7,89
26	20,0	0,053	0,904	9,95
28	25,1	0 041	0,923	12,5
30	31,6	0,033	0,939	15,8
32	39.8	0,026	0,951	19,9
34	50,1	0,020	0,961	25,0
36	63,1	0,017	0,969	31,5
38	79,4	0,013	0,975	39,7
40	100	0,010	0,980	50,0
45	178	—	0,989	88,9
50	316	—	0,994	158
60	1000	—	0,998	500



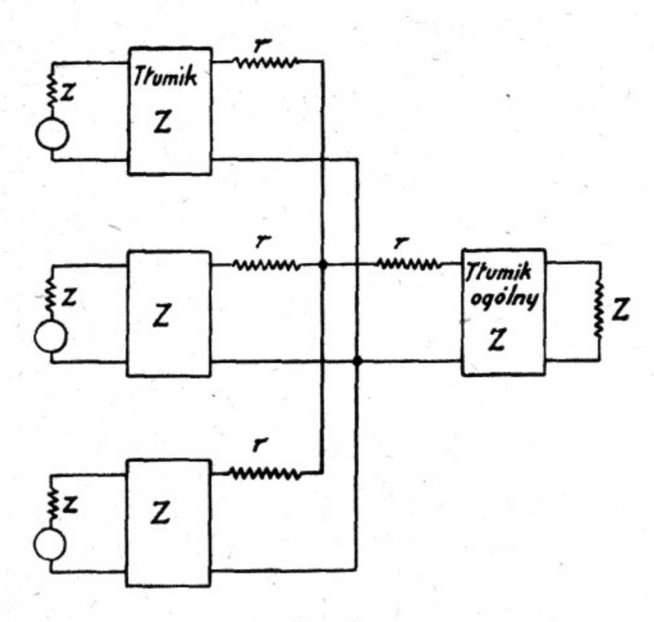
Rys. 6.
Przykład praktyczny tłumika T — mostkowane, dla skoków co 2 db, z wyjątkiem ostatnich kontaktów gdzie skoki są szybsze, dla oporności charakterystycznej 250 ohm.

Przechodzimy teraz do drugiej części naszego opracowania, a mianowicie do układów zwanych pospolicie mikserami, które pozwalają na regulację, nastawianie poziomu oraz podkładanie „tła" i gładkie przechodzenie z jednej audycji na drugą. Układy te są niezbędne w radiofonii, nagrywaniu płyt, filmie dźwiękowym itp.

Kardynalnym warunkiem tych układów jest aby różne źródła, a więc rozmaite mikrofony, linie telefoniczne, wyjścia wzmacniaczy itp., mogły być regulowane oddzielnie, bez jakiegokolwiek wpływu jednego na drugie. Odbiór przy tym jest wspólny i też może być regulowany, nastawia się nim poziom całej audycji.

Zasadą projektowania mikserów jest to, aby

tłumiki, które się nań składają, pracowały ze źródeł o oporności równej ich oporności charakterystycznej (choć ten warunek nie jest bardzo istotny, często pracuje się bez szkody ze źródeł o niskiej oporności), a przede wszystkim, aby ich wyjścia były zawsze załączone na oporność równą oporności charakterystycznej. Ten drugi warunek jest niezbędny, aby nie było wahań oporności, i przez to wpływu na głośność innych tłumików.



Rys. 7.
Mikser równoległy o jednakowych tłumikach.

Bardzo prosty i jeden z najbardziej stosowanych mikserów wskazuje rys. 7. Jest to układ kilku tłumików połączonych równolegle, z oporami uzupełniającymi, koniecznymi do spełnienia warunku pracy na oporności charakterystyczne.

Jeśli tłumików jest **n** to pierwszy tłumik od góry pracuje na oporność uzupełniającą **r** (którą chcemy obliczyć), z którą w szereg znajduje się grupa pozostałych (n-1) tłumików, każdy z oporem **r** w szereg, oraz tłumik ogólny, również z oporem **r.** Jeśli pierwszy tłumik ma pracować na swą oporność właściwą to spełni się następujące równanie:

$$Z = r + \frac{\frac{r+Z}{n-1}(r+Z)}{\frac{r+Z}{n-1}+r+Z}$$

Tłumik ogólny ma również pracować na oporność charakterystyczną, stąd

$$Z = r + \frac{r+Z}{n}$$

Z dwóch tych równań znajdziemy łatwo, że

$$r = \frac{n-1}{n+1} Z.$$

Drugą ważną daną miksera jest tłumienie „podstawowe", jakie wprowadza on do układu. Jasne bowiem jest, że jeśli nawet poszczególne tłumiki będą nastawiane na zero tłumienia, to jednak tylko część napięcia wzgl. mocy przedostanie się do wyjścia. Reszta zużyje się na oporach uzupełniających **r**. Jeżeli bowiem pierwszy tłumik pracuje na oporność charakterystyczną **Z**, to na jego oporze uzupełniającym r odłoży się $\frac{r}{Z}$ części napięcia wejściowego, zaś na szynach prowadzących do tłumika głównego pozostanie $\frac{Z-r}{Z}$ części tegoż napięcia. W tłumiku wyjściowym ta reszta napięcia podzieli się w stosunku $\frac{Z}{r+Z}$ tak, że na wyjściu będzie $\frac{Z-r}{Z+r}$ napięcia wejściowego do tłumika Nr 1. Jeśli podstawimy **r** w/g wyprowadzonego wzoru, to ostatecznie otrzymamy, że na wyjściu pozostanie **1/n** część napięcia wejściowego. Im więcej jest więc tłumików, tym silniejsze jest tłumienie podstawowe miksera. Wszelkie dane potrzebne do konstrukcji miksera równoległego o jednakowych tłumikach daje poniższa tablica:

n	2	3	4	5	6	7	8
r/Z	0,33	0,50	0,60	0,67	0,71	0,75	0,78
strata db	6	9,5	12	14	15,6	16,9	18,1

Mikser ten jest bardzo prosty i przez to popularny, lecz jego tłumienie podstawowe jest wysokie.

Rys. 8 wskazuje układ miksera równoległego, w którym tłumik główny ma oporność właściwą odmienną od oporności tłumików indywidualnych; i ją także należy obliczyć. Obliczeń, opartych na tej samej co poprzednie zasadzie, nie będziemy szczegółowo prowadzili podamy tylko rezultaty

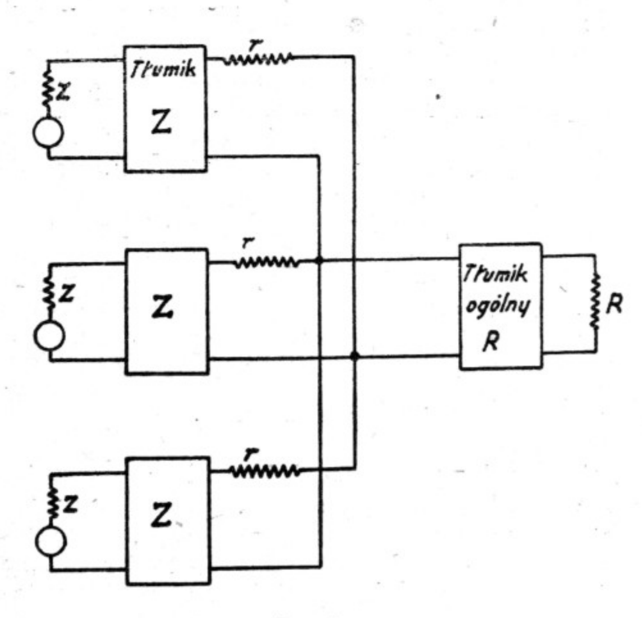
$$r = \frac{n-1}{n} Z$$

$$R = \frac{2n-1}{n^2} Z$$

strata mocy = (2n — 1)

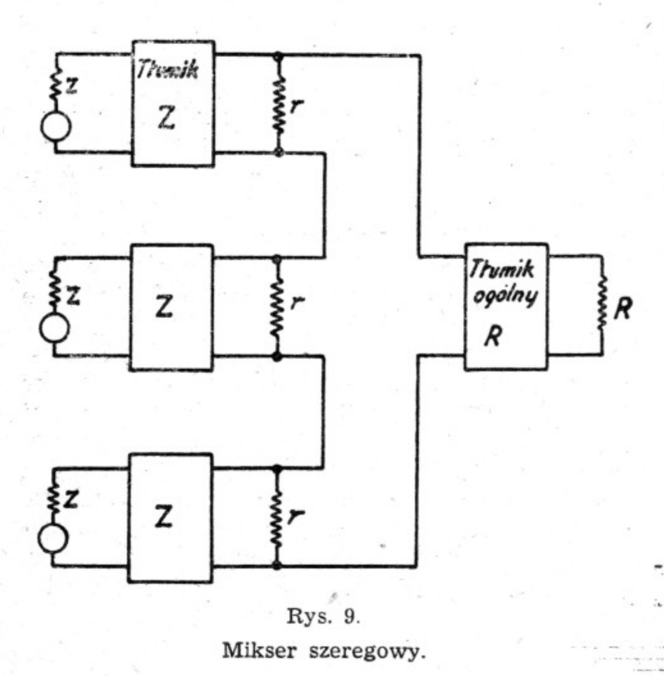
Obliczenia liczbowe podaje tablica

n	2	3	4	5	6	7	8
r/Z	0,5	0,67	0,75	0,80	0,83	0,86	0,87
R/Z	0,75	0,56	0,44	0,36	0,31	0,26	0,23
strata db	4,8	7	8,5	9,5	10,4	11,1	11,8



Rys. 8.
Mikser równoległy.

Mikser równoległy o niejednakowych tłumikach daje mniejszą stratę mocy, lecz jego wykonanie jest bardziej kłopotliwe. Tłumiki bowiem wyrabia się o określonych, standartowych opornościach, a do powyższego celu trzeba oporności specjalnych, dopasowanych każdorazowo do liczby tłumików w mikserze. Poza tym trzeba stosować transformator wyjściowy, ponieważ układy elektroakustyczne pracują przeważnie na jednakowych opornościach charakterystycznych wzdłuż całego łańcucha, od początku do końca. Nie ma jednak przeszkód w stosowaniu tego typu miksera tam, gdzie między grupą tłumików indywidualnych a tłumikiem ogólnym jest transformator lub wzmacniacz.



Rys. 9.
Mikser szeregowy.

Rys. 9 wskazuje układ miksera szeregowego o niejednakowych tłumikach. Opory uzupełniające są tu włączane równolegle. Oto rezultaty obliczeń:

$$r = \frac{n}{n-1} Z$$

$$R = \frac{n^2}{2n-1} Z$$

strata mocy = (2 n — 1)

n	2	3	4	5	6
r/Z	2	1,5	1,33	1,25	1,2
R/Z	1,33	1,8	2,29	2,77	3,27
strata db	4,8	7	8,5	9,5	10,4

Mikser szeregowy rzadko jest stosowany w praktyce, ponieważ można uziemić tylko jeden tłumik. Pozostałe generatory dają więc przesłuchy na skutek sprzężeń pojemnościowych. W mikserze równoległym zjawiska te są radykalnie zredukowane, ponieważ wszystkie generatory mogą być uziemione.

Przedstawimy na zakończenie jeszcze jeden układ miksera o ciekawych własnościach. Będzie to mikser równoległo - szeregowy z rysunku 10. Widzimy tam dwie grupy po **n** tłumików równoległych, z oporami uzupełniającymi, połączone szeregowo na tłumik ogólny. Ponieważ są tylko dwie grupy szeregowe, można punkt centralny zmienić, unikając w ten sposób zjawisk pojemnościowych równie dobrze jak przy mikserze równoległym. Obliczenia podają

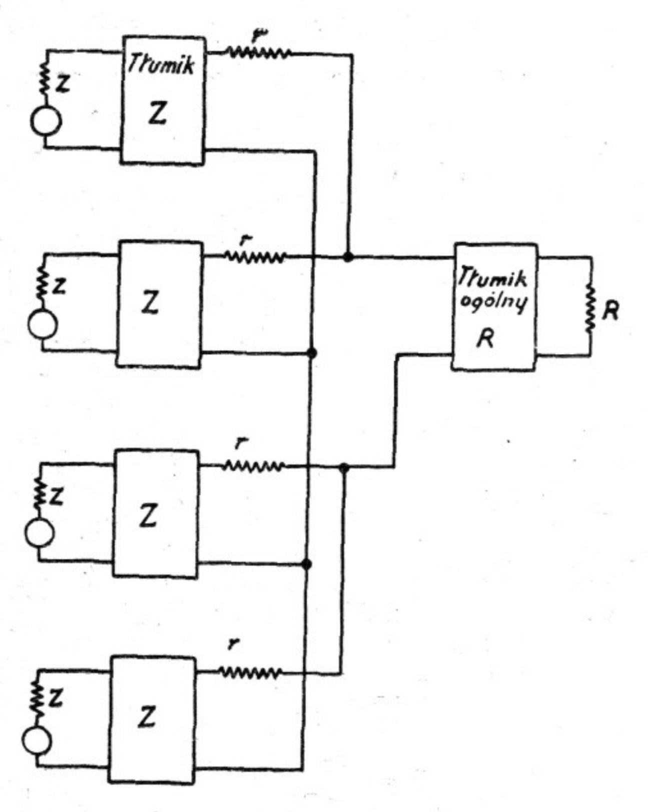
$$r = \frac{2n-3}{2n} Z$$

$$R = \frac{4n-3}{n^2} Z$$

strata mocy = (4 n — 3)

n	2	3	4
r/Z	0,25	0,5	0,62
R/Z	1,25	1	0,81
strata db	7	9,5	11

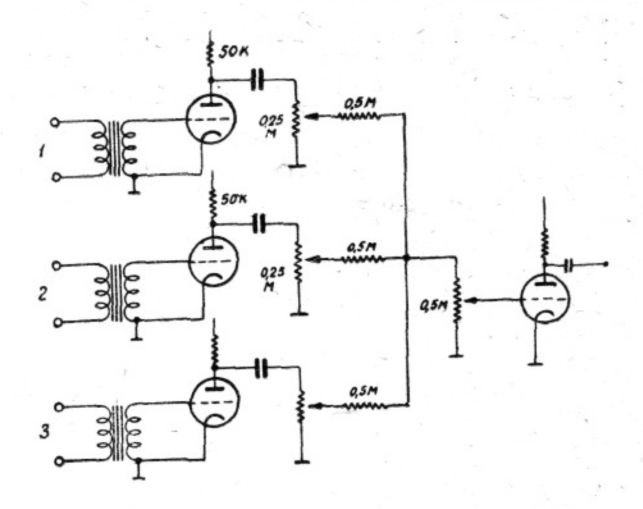
Strata mocy jest tu znacznie mniejsza, niż w mikserze równoległym czy szeregowym, a jeszcze mniejsza, niż w mikserze równoległym o jednakowych tłumikach. Ale szczególnie godnym podkreślenia obok tego jest fakt, że w wypadku takiego właśnie zastosowania sześciu tłumików (w dwie grupy po 3 równolegle) oporność charakterystyczna tłumika ogólnego znów równa się ściśle **Z.** Mamy więc wszystkie zalety: małe tłumienie podstawowe, możność uziemienia wszystkich generatorów oraz jednolitą oporność właściwą wszystkich tłumików. Również przy użyciu dwa razy po cztery tłumiki rezultat wypada dobry, można bowiem wyrównać obciążenie ogólnym tłumikiem za pomocą dodatkowego oporu równoległego, tak aby uzyskać potrzebne 0,81**Z**. Zresztą nawet pozostawienie tak niewielkiego niedopasowania jest dopuszczalne. Należy tu zwrócić uwagę, że przy stosowaniu do mikserów tłumików drabinkowych trzeba do powyższych cyfr dodać jeszcze 12 **db** straty na stratę dla tłumików. Z tego 6 **db** wypada na tłumik indywidualny danego kanału i 6 **db** na tłumik ogólny.



Rys. 10.
Mikser równoległo-szeregowy.

Opisane układy mikserów stanowią ważny składnik urządzeń radiofonii, filmu dźwiękowego itp., jeśli chodzi o instalacje stałe.

W aparaturach przenośnych miksery są bardzo często połączone w jedno ze wzmacniaczami tzw. transmisyjnymi. Stosuje się tu tzw.



Rys. 11.
Przykład miksera lampowego.

miksery lampowe składające się z potencjometrów. Typowy układ takiego miksera przedstawia rys. 11. Opory uzupełniające 0,5 MΩ nie są tu obliczone tak, jak to można zrobić dla mikserów z tłumikami. Wartości takie ustalono, biorąc pod uwagę, aby nie było wzajemnego wpływu tzn. zmian głośności o więcej niż 1 **db** na jednym kanale, podczas regulacji do maksimum na wszystkich pozostałych. Poza tym unika się w ten sposób zmian obciążenia anodowego poszczególnych lamp.

W mikserach lampowych, podobnie zresztą jak i w tłumikowych, te bowiem też są przeważnie związane ze wzmacniaczami, należy zwrócić uwagę na to, aby miksowanie nie odbywało się na zbyt wysokim poziomie napięcia, ponieważ napięcie zmienne z jednego kanału przedostaje się do drugiego i może dawać na anodach lamp miejsce tzw. intermodulacji (jeśli wzmacniacz nie jest ściśle liniowy), która jest słyszalna w postaci przykrego zniekształcenia. Z drugiej strony nie należy również miksować na zbyt niskim poziomie, np. mikrofonowym, ponieważ mogą być słyszalne przejścia ślizgaczy z kontaktu na kontakt. Bardzo dobre tłumiki nie wykazują tego przykrego zjawiska, zwłaszcza jeśli zarówno ślizgacz jak i kontakt są z jednego metalu, najczęściej fosfor - brązu lub miedzi berylowej. Nie należy jednak na to liczyć w mikserach lampowych przy stosowaniu zwykłych potencjometrów węglowych. Na ogół przyjęto w każdym wypadku, że dogodny dla miksowania jest tzw. poziom zerowy, rzędu wielkości jednego wolta.

Z. Bałusiewicz

Przesyłanie programów radiowych drogą kablową

Część I: Kable średniowidmowe

Do przesyłania modulacji, czyli pasma częstotliwości, wymaganego dla radiofonii między studiami i amplifikatorniami w rozgłośniach oraz między rozgłośniami i radiostacjami itp. używamy różnego rodzaju kabli: stacyjnych, miejskich, okręgowych, dalekosiężnych; kable te różnią się pod względem elektrycznym i pod względem budowy od kabli używanych do komunikacji telefonicznych, ale są z nimi związane i przeważnie razem zbudowane, a nieraz są to te same kable, tylko odpowiednio przystosowane pod względem elektrycznym. Dla komunikacji telefonicznej wystarczy, aby pasmo przesyłanych częstotliwości mogło się zawierać w granicach od 200 do 2500 c/s (cykli na sekundę). Dla radiofonii pasmo to musi się zawierać w granicach od 50 do 6400 c/s. Przy wysokiej jakości pasmo to rozciąga się bardziej, bo od 30 do 12000 c/s.

W miarę postępu techniki powstało wiele nowych typów kabli, które przewyższają dotychczas używane pod względem elektrycznym, zmieniła się również znacznie technika przenoszenia.

Wszystkie kable używane obecnie w teletechnice, możemy podzielić na dwie zasadnicze grupy. Pierwsza — to kable stare, używane dotychczas, w powłokach ołowianych z izolacją powietrzno-papierową, które pozwalają przesłać średnie pasmo częstotliwości w granicach od 50 do 5000 c/s, a więc możemy je nazwać kablami średniowidmowymi. Druga grupa, będą to kable nowe tak zwane szerokowidmowe, np. z izolacją styrofleksową, koncentryczne, którymi można przesyłać częstotliwości od 30 do 12000, a nawet do 15000 c/s.

Ponieważ w radiofonii musimy jeszcze używać wszystkich starych typów kabli, chociaż i nowe typy już są w użyciu, przeto zajmiemy się kolejno opisem wszystkich używanych typów kabli oraz techniką przenoszenia na poszczególnych typach.

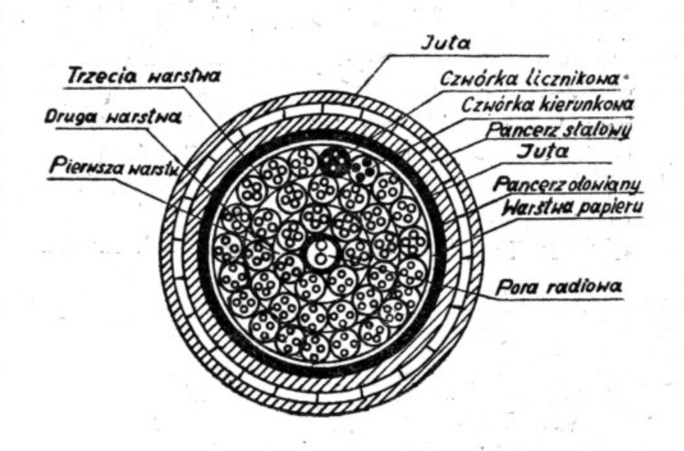
Budowa kabli średniowidmowych

Kable średniowidmowe używane dotychczas w powłokach ołowianych, przeznaczone są dla komunikacji telefonicznej, telegraficznej i dla radiofonii. Kabel taki składa się z ośrodka, płaszcza ołowianego, a przy komunikacji dalekosiężnej posiada opancerzenie. (Rys. 1).

Ośrodek kabla stanowią czwórki izolowanych żył, odpowiednio skręcone, poza nimi znajduje się „para radiowa" ekranowana taśmą staniolową.

Pancerz ołowiany stanowi szczelną powłokę ołowianą.

Opancerzenie składa się z juty smołowanej i taśmy żelaznej — jest to ochrona kabla. Na sieciach miejskich kable nie posiadają opancerzenia.



Rys. 1.

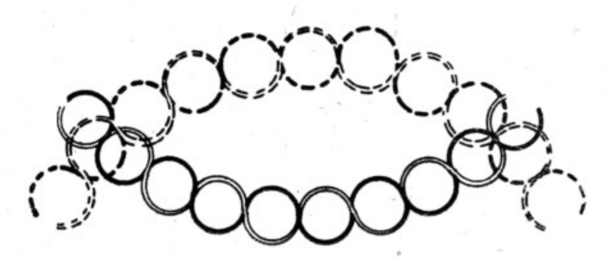
Przekrój kabla średniowidmowego.

Żyły kabla w powłoce ołowianej, są wykonane z miedzi elektrolitycznej o średnicy 0,9 mm, oraz 1,3 mm niekiedy 1,4 mm, żyły pary radiowej posiadają średnicę 1,3 mm. Opór 1 km żyły o średnicy 0,9 mm wynosi 28,6 Ω zaś o średnicy 1,3 mm 13,8 Ω, przy temperaturze 20°C. Poszczególne żyły kabla owinięte są cienkim sznurkiem papierowym i taśmą papierową. Między sznurkiem i taśmą papierową tworzy się warstwa powietrza, co stanowi podstawę izolacji papierowo-powietrznej. Żyły skręcone są w pary, a każda para jest owinięta czterema cienkimi nitkami bawełnianymi. Pary z kolei skręcone są odpowiednim sposobem w czwórki, które są również owinięte czterema nitkami (skok skrętu co 70 mm). Powszechnie używany sposób skrętu par żył w czwórki Dieselhorst Martina tzw. DM polega na skręceniu czterech żył w dwie pary, a następnie na skręceniu tych par w jedną czwórkę. (Rys. 2). Sposób ten pozwala na two-

rzenie obwodów „pochodnych", dlatego jest powszechnie używany. Znany jest jeszcze sposób skrętu w gwiazdę, polega on na tym, że żyły jednej pary czwórki w każdym przekroju zajmują miejsca przeciwległe, a w układzie DM żyły każdej pary leżą obok siebie.

Aby odróżnić pary żył w czwórkach oraz same czwórki, taśma papierowa jest oznaczona skośnymi równoległymi kreskami. Taśma żył pierwszej pary w czwórce ma kreski pojedyncze, co dwa mm, taśma żył drugiej pary w czwórce posiada pojedyncze kreski równoległe, odległe co 15 mm. Kolor dla żył czwórek nieparzystych jest niebieski, zaś dla czwórek parzystych — czerwony.

Wszystkie czwórki w kablu są ułożone w warstwy, w każdej warstwie odróżniamy czwórkę licznikową, czyli tę, od której zaczynamy liczyć oraz czwórkę kierunkową, wskazującą kierunek w jakim należy liczyć czwórki w warstwie. Czwórki licznikowe posiadają kreski niebieskie na taśmie papierowej, kierunkowe — zawsze czerwone. Czwórki licznikowe i kierunkowe w warstwach odróżniamy w ten sposób, że np. w warstwach, w których pary są owinięte czterema nitkami bia-



Rys. 2.
Skręt żył jednej czwórki sposobem DM.

łymi — pary czwórek licznikowej i kierunkowej, owinięte są nitkami czarnymi. Mogą tu istnieć odstępstwa w kolorach, nitki mogą być użyte np. czerwone i zielone, niebieskie i czerwone oraz inne kombinacje kolorów.

Żyły par radiowych są owinięte spiralnie sznurkiem papierowym, który zapewnia należytą odległość między nią a taśmą papierową, tworząc izolacyjną warstwę powietrzną. Dwie żyły owinięte sznurkiem i taśmami papierowymi są skręcone w parę, owiniętą kilkoma taśmami papierowymi i jedną taśmą staniolu i znów kilkoma taśmami papieru. Staniol użyty do ekranowania pary radiowej zawiera 93% ołowiu i 7% cyny. Ekranowanie ma ochronić parę radiową od szkodliwych wpływów pola elektrycznego, jakie się tworzy w kablu. Gdy w kablu jest kilka par radiowych, dla odróżnienia ich od siebie owija się je kolorową przędzą bawełnianą.

Czwórki i pary radiowe skręca się w ośrodek kabla w ten sposób, aby rdzeń i kolejne warstwy były skręcone w przeciwnych kierunkach. Pary radiowe znajdują się zawsze w środkowej warstwie kabla i od tej warstwy zaczyna się liczyć pozostałe warstwy.

Czwórki każdej warstwy są owinięte taśmą papierową z nadrukiem naprzemian niebieskim i czerwonym. Cały ośrodek kabla t. j. wszystkie jego czwórki są owinięte kilkoma taśmami papieru, które go oddzielają od płaszcza ołowianego.

Płaszcz ołowiany kabla jest wykonany z czystego hutniczego ołowiu z domieszką 1% cyny, grubość jego wynosi od 2,5 do 3,3 mm, zależnie od pojemności kabla.

Właściwości elektryczne kabli średniowidmowych

Dobroć komunikacji na obwodach kablowych zależy od wielkości tłumienia tych obwodów.

Tłumienie mierzy się w neperach lub decybelach. (1 neper = 8,68 decybeli).

Tłumienie obwodu wynosi 1 neper, o ile do stacji odbiorczej przepływa 0,13 części mocy wysłanej ze stacji nadawczej. Wielkość tłumienia przypadająca na jeden kilometr obwodu nazywa się spółczynnikiem tłumienia β. Tłumienie obwodu zależy właściwie od czterech zasadniczych wielkości mierzonych na 1 km:

1) Opór R, mierzony w omach na jeden kilometr.

2) Indukcyjność L, mierzona w henrach na jeden kilometr.

3) Pojemność C mierzona w faradach na jeden kilometr.

4) Upływność A mierzona w siemensach na jeden kilometr.

Tłumienie to, jest tym większe, im opór R jest większy, indukcyjność L mniejsza, pojemność C większa i upływność A większa. Na wielkość tłumienia obwodów kablowych w szczególności mają wpływ: opór R, indukcyjność L, pojemność C oraz częstotliwość prądu. Z powodu dobrej izolacji upływność A nie odgrywa dużej roli.

Aby zmniejszyć tłumienie obwodów kablowych, czyli aby powiększyć zasięg komunikacji i rozszerzyć pasmo przesyłanych częstotliwości, mamy następujące drogi: 1) zmniejszyć opór, 2) zmniejszyć pojemność, 3) zwiększyć indukcyjność, 4) zastosować wzmacniaki.

1) Opór żył kablowych zależny jest od materiału oraz grubości żył. Żyły kablowe są

wykonane z miedzi elektrolitycznej, a więc z dobrego materiału. Zwiększenie średnicy żył powiększa koszt kabla oraz jego grubość, co zwiększa trudności techniczne.

2) Pojemność odgrywa w kablach wielką rolę, jest ona zbyt duża, żyły kablowe można porównać do okładzin kondensatora, są one przedzielone cienką warstwą izolacji - dielektryka. Wiemy, że pojemność kondensatora jest tym większa, im okładziny jego znajdują się bliżej siebie. Duży wpływ na wielkość pojemności ma stała dielektryczna izolacji, pojemność kondensatora jest tym większa, im większa jest stała dielektryczna dielektryka.

Dielektrykiem w kablu jest izolacja papierowo - powietrzna.

Ponadto pojemność obwodów kablowych jest tym większa, im zewnętrzna średnica kabla jest mniejsza (czyli im kabel jest więcej ścisnięty) oraz im średnice żył są większe. W kablach odróżniamy dwa rodzaje pojemności: a) pojemność żyłową, b) pojemność parową albo skuteczną. (Rys. 3).

kabla są połączone ze sobą i z płaszczem ołowianym (Rys. 3b). Jak widać z rysunku pojemność C składa się z następujących pojemności C_{1p} i C_{2p} połączonych szeregowo. A zatem pojemność wypadkowa C równa się sumie pojemności C_{12} oraz wypadkowej pojemności C_{1p} i C_{2p} połączonych szeregowo. Odwrotność tej ostatniej wypadkowej pojemności

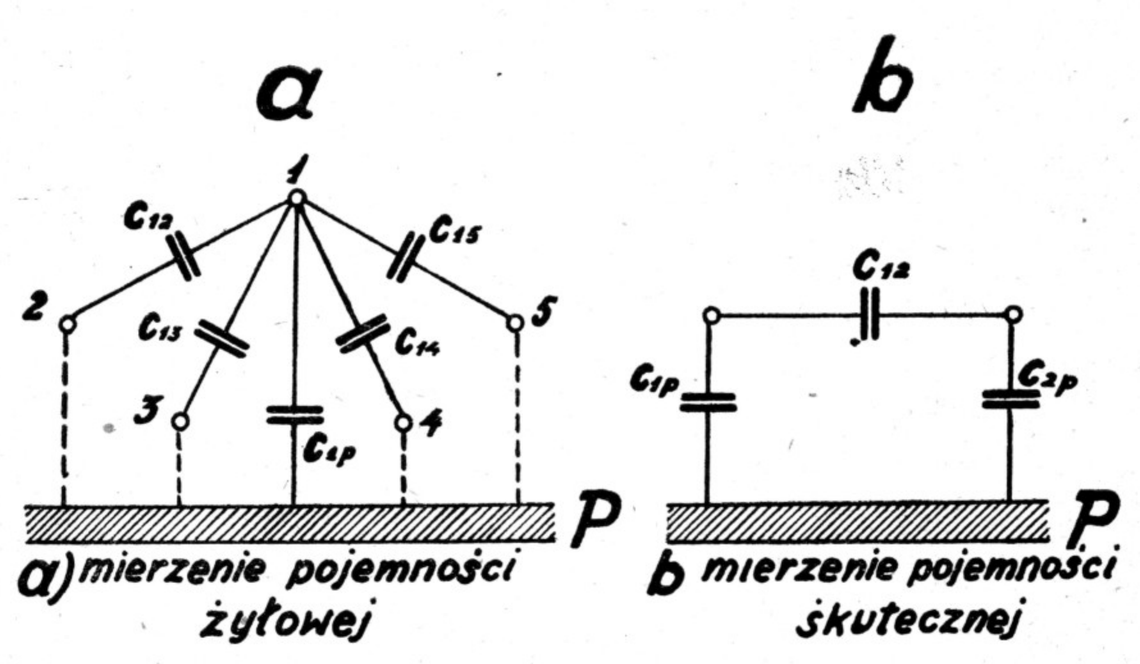
$$\frac{1}{C_{1p}} + \frac{1}{C_{2p}} = \frac{C_{1p} + C_{2p}}{C_{1p} \cdot C_{2p}}$$

zaś wypadkowa pojemność

$$\frac{C_{1p} \cdot C_{2p}}{C_{1p} + C_{2p}}$$

A więc pojemność C mierzona pomiędzy żyłami 1 i 2 — wynosi:

$$C = C_{12} + \frac{C_{1p} \cdot C_{2p}}{C_{1p} + C_{2p}}$$



Rys. 3.

Pomiar pojemności.

Pojemnością żyłową nazywamy pojemność, jaką posiada dana żyła względem wszystkich pozostałych, połączonych ze sobą oraz z uziemionym płaszczem. (Rys. 3a).

Pojemność wypadkowa $C = C_{12} + C_{13} + C_{14} + C_{15} + C_{1p}$.

Pojemnością parową (skuteczną) nazywamy pojemność mierzoną pomiędzy żyłami danej pary wtedy, gdy wszystkie pozostałe żyły

Pojemność skuteczną można mierzyć prądem stałym lub zmiennym. Przepisy C. C. I. F. wymagają, aby pojemność skuteczna wynosiła 0,0385 μF/km. $\pm$ 8%.

Jak wiemy, pojemność obwodów kablowych jest tym mniejsza, im mniejsza jest stała dielektryczna izolacji kabla, im większa jest zewnętrzna średnica oraz im mniejsze są średnice żył kabla.

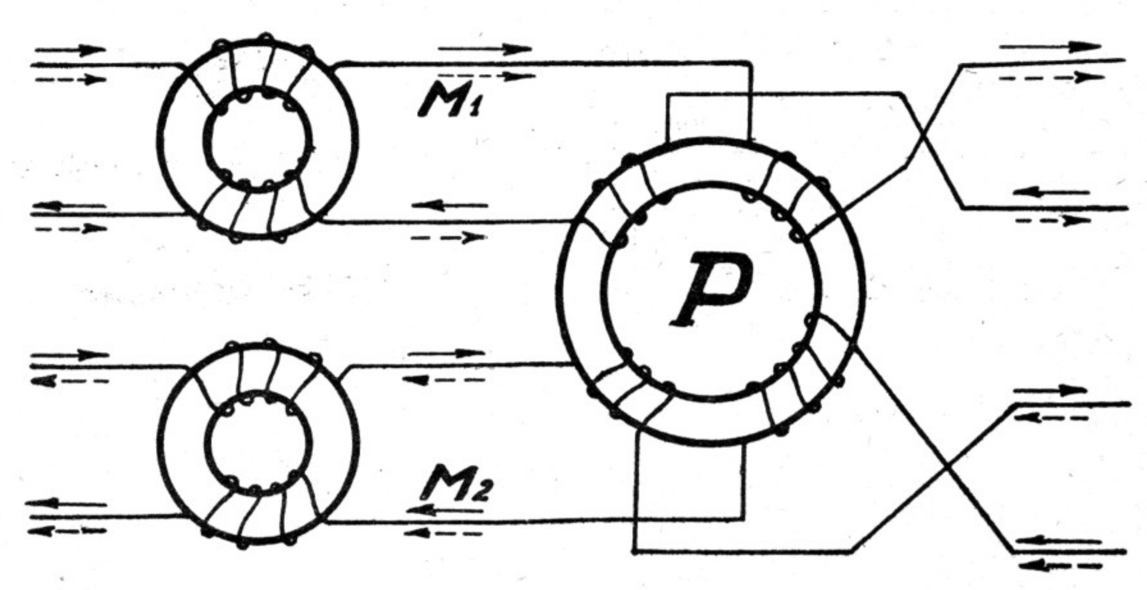
Jak widać z powyższego, zmniejszenie tłumienia, a więc zwiększenie zasięgu drogą zmniejszenia oporu i pojemności, nie jest ze względów technicznych możliwe, względnie jest możliwe w małych granicach, pomijając kable specjalne.

3) Indukcyjność. Wiemy, że przez powiększanie indukcyjności obwodów zmniejsza się tłumienie, przeto stosuje się sztuczne powiększenie tej indukcyjności przez:

1) krarupizację lub
2) pupinizację.

Prądy o wyższych częstotliwościach są przez obwody kablowe więcej tłumione, niż prądy o częstotliwościach niższych. Najwyższa częstotliwość, jaka jest jeszcze przez kabel przepuszczana, nazywa się częstotliwością graniczną.

Dla zrozumienia mowy ludzkiej, pasmo częstotliwości musi się zawierać w granicach od 300 do 2500 c/s, a więc częstotliwość graniczna dla obwodów kablowych telefonicznych wynosi 2500 c/s.



Rys. 4.
Zespół cewek Pupina.

Krarupizacja, polega na powiększeniu indukcyjności obwodów kablowych przez owinięcie żył kabla drutem lub wstęgą z miękkiego żelaza, ma to zastosowanie tylko w kablach morskich. Zwiększenie indukcyjności kabli dalekosiężnych odbywa się przez pupinizację.

Dla obwodów radiowych jest ona szkodliwa, gdyż zmniejsza zakres przesyłanych częstotliwości.

Pupinizacja polega na włączaniu w obwód kablowy co pewien odcinek cewek Pupina; cewki te posiadają znaczną indukcyjność, przez co zmniejsza się tłumienie kabla, a zwiększa się jego zasięg.

Odróżniamy dwa rodzaje pupinizacji: słabą i mocną. (Rys. 4).

Cewki pupinowskie użyte przy pupinizacji mocnej posiadają indukcyjność 177 mH dla obwodów macierzystych, a 63 mH dla obwodów pochodnych. Przy pupinizacji słabej 44 mH dla obwodów macierzystych i 15,5 mH dla obwodów pochodnych.

Inaczej jest przy transmisjach radiowych, tu pasmo częstotliwości dla muzyki musi się zawierać w granicach przynajmniej od 50 do 6400 c/s.

Wielkość częstotliwości granicznej obwodu kablowego zależy od stopnia jego pupinizacji. Im mocniejsza pupinizacja, tym częstotliwość graniczna przenoszonych prądów jest niższa i dlatego obwody radiowe muszą być bardzo słabo pupinizowane. System Standarta stosuje cewki Pupina dla obwodów kablowych przy średnicy żył 1,3 mm 15,5 mH, a system Siemensa 9,4 mH.

W ogóle obwody radiowe musimy tym słabiej pupinizować, im większe pasmo częstotliwości chcemy przez nie przesłać.

Znając spółczynnik tłumienia β na jeden kilometr obwodu, możemy łatwo określić zasięg danego kabla:

$$l = \frac{b}{\beta} = \frac{1,3}{0,0217} = 60 \text{ km}$$

l — zasięg, b — grubość żyły, β — spółczynnik tłumienia.

W kablach dalekosiężnych stosuje się obwody pochodne dla zwiększenia ilości połączeń, dlatego stosuje się zespoły pupinizacyjne z 3 cewek. (Rys. 4). Cewki M_1 i M_2 służą do spupinizowania rzeczywistych obwodów, trzecia cewka P do spupinizowania obwodu pochodnego.

Cewki Pupina nawinięte są na pierścieniach (rdzeniach), zespoły ich umieszcza się w pudełkach blaszanych zalewanych masą izolacyjną, a pudełka te są umieszczane w skrzyniach żeliwnych. Cewki pupinowskie włącza się w kabel średnio co 2000 m.

Pupinizacja zwiększa zasięg obwodów kablowych, ale nie rozwiązuje komunikacji całkowicie dla obwodów dalekosiężnych. Dopiero zastosowanie wzmacniaków umożliwia komunikację na dowolne odległości.

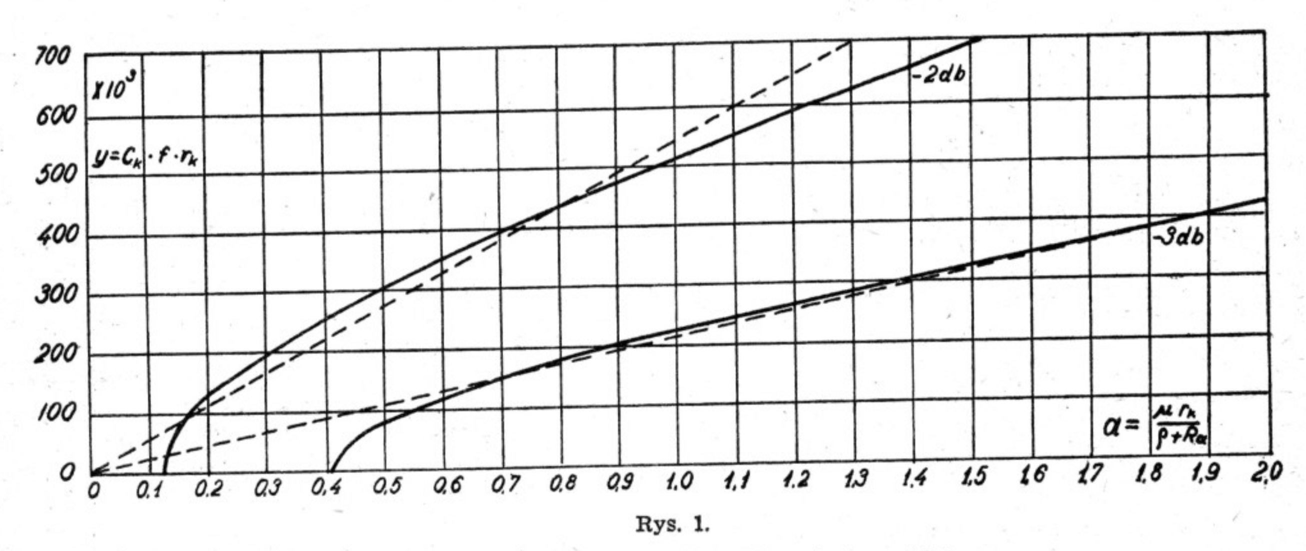
D. c. n.

Dr inż. Marian Rajewski

Uproszczone wzory dla obliczania kondensatora katodowego

W artykule p.t. „Obliczenie kondensatora katodowego" w Nr 1/2 1948 niniejszego czasopisma, inż. Lewiński wyprowadził na drodze analitycznej wzory na obliczenie pojemności kondensatora katodowego w przypadku wzmacniacza oporowego. Obliczenia rachunkowe upraszcza wykres (Rys. 2 str. 15 Nr 1/2 1948) podający zależność $y = C_k\ f\ .\ r_k$ od wartości współczynnika $a = \frac{\mu\ r_k}{\rho + R_a}$ (dla pentody: $a = S\ .\ r_k$).

Obliczywszy współczynnik **a** znajdujemy z wykresu (Rys. 2 Nr 1/2) odpowiednią wartość dla $y = C_k\ f\ .\ r_k$, zakładając z góry odpowiednie tłumienie wzmocnienia (np. 3 **db.** lub 1 **db.**) Dzieląc następnie tę wartość przez iloczyn $f\ .\ r_k$, gdzie **f** jest najniższą częstotliwością przenoszenia, a r_k jest wartością oporu katodowego, otrzymujemy wielkość kondensatora katodowego C_k. Jak widzimy, mimo uproszczenia rachunków przez wykres, należy jeszcze przeprowadzić cały szereg operacji rachunkowych, aby otrzymać żądaną wielkość kondensatora C_k.



Rys. 1.

(na rysunku zamiast —2db powinno być: —1db).

Współczynnik ten, określony jest przez charakterystykę lampy jaką stosujemy we wzmacniaczu (μ = współczynnik amplifikacji, ρ = opór wewnętrzny lampy, **S** = nachylenie charakterystyki) oraz przez układ lampowy (R_a = opór anodowy).

Można jednak sposób wyznaczenia wielkości kondensatora katodowego znacznie uprościć, jeżeli krzywą na rys. 2 (nr 1/2 1948) przedstawiającą zależność $y = C_k\ f\ .\ r_k$ od wielko-

ści współczynnika **a**, zastąpić odcinkiem prostej w granicach praktycznych wartości tego współczynnika t.j. od 0,3 do 1,5

Uczyniono to na rys. 1. Jak widać z rys. 1, prosta kreskowana pokrywa się w dużych granicach z krzywą $\mathbf{y = f(a)}$; dla — **3db.** Błąd jaki popełnimy biorąc wartości $\mathbf{y = C_k \; f . r_k}$ z prostej kreskowanej zamiast z krzywej (dla — 3 **db)** jest bardzo nieznaczny i w praktyce nie ma żadnego znaczenia (w zakresie wartości **a** od 0,5 do 2,5). Powyższe uproszczenie jest jednak niezmiernie pożyteczne, ponieważ pozwala nam wyrazić zależność między iloczynem $\mathbf{y = C_k \; f . r_k}$ a współczynnikiem **a** za pomocą prostego równania:

1) $$y = 210 \,.\, 10^3 \,.\, a$$

jest to równanie prostej kreskowanej dla —**3db,** jak wynika z rys. 1. Podstawiając odpowiednie wartości za **y** i **a**, otrzymujemy dla triody:

2) $$C_k \, f \,.\, r_k = 210.10^3 \, \frac{\mu \,.\, r_k}{R_a}$$

Stąd wynika, po uproszczeniu, wzór na obliczenie minimalnej wartości kondensatora katodowego $\mathbf{C_k}$ dla triody:

3) $$C_k = 210 \,.\, 10^3 \, \frac{\mu}{f \,.\, R_a} \left[\mu F\right]_{-3\,db}$$

Dla pentody współczynnik **a** redukuje się praktycznie do wartości:

4) $$a = S \,.\, r_k$$

Podstawiając powyższą wartość do wzoru 1) otrzymujemy dla pentody:

5) $$C_k = 210 \,.\, 10^3 \, \frac{S}{f} \left[\mu F\right]_{-3\,db}$$

Postępując w sposób analogiczny z krzywą dla — **1db.** t.j. zastępując ją w praktycznych granicach prostą kreskowaną (rys. 1) o równaniu

$$y = 500 \,.\, 10^3 \,.\, a$$

otrzymujemy wzory na pojemność kondensatora katodowego powodującego spadek wzmocnienia o jeden decybel dla częstotliwości dolnej **f**:

6) $$C_k = 500 \,.\, 10^3 \, \frac{\mu}{f\, R_a} \left[\mu F\right]_{-1\,db} \quad \text{dla triody}$$

7) $$C_k = 500 \,.\, 10^3 \, \frac{S}{f} \left[\mu F\right]_{-1\,db} \quad \text{dla pentody.}$$

Są to oczywiście wzory przybliżone, lecz pozwalające obliczyć pojemność kondensatora katodowego $\mathbf{C_k}$ z wystarczającą dla praktyki dokładnością. Szczególnie dokładne są wzory 3) i 5) określające minimalne wartości kondensatora katodowego, dla spadku wzmocnienia **3db** co wynika z dobrego przylegania kreskowanego odcinka prostej do krzywej (— 3 **db)** na rys. 1. Wzory 6) i 7) dają wartości nieco większe na $\mathbf{C_k}$ w granicach dla **a** od 0,8 do 2, natomiast nieco mniejsze w granicach dla **a** od 0,2 do 0,8. Jest to jednak nieistotne, ponieważ w praktyce wybieramy kondensatory o pojemności przybliżonej do wartości obliczonej z wzorów 3) lub 5) albo 6) i 7) zaokrąglając wartość tę w górę do najbliższej wartości jaką w handlu można otrzymać. Dla wzmacniaczy akustycznych możemy jeszcze bardziej uprościć wzory na pojemność kondensatora katodowego zakładając dolną częstotliwość $\mathbf{f}$ = = 30 okr/sek. i podstawiając ją do powyższych wzorów na $\mathbf{C_k}$. Otrzymujemy w ten sposób ostateczne i niezmiernie proste wzory określające potrzebną pojemność katodową:

dla triody:

8) $$\boxed{7 \,.\, 10^3 \, \frac{\mu}{R_a} < C_k < 17 \,.\, 10^3 \, \frac{\mu}{R_a}}$$

dla pentody:

9) $$\boxed{7 \,.\, 10^3 . S < C_k < 17 \,.\, 10^3 . S}$$

Dolna wartość na $\mathbf{C_k}$ odpowiada dopuszczalnemu spadkowi wzmocnienia dla f = 30 okr/sek. o 3 **db,** natomiast dla górnej wartości $\mathbf{C_k}$ spadek wzmocnienia dla f = 30 okr/sek. wynosi mniej niż 1 **db.** Wybierzemy dolne wartości na $\mathbf{C_k}$ dla jednostopniowego wzmacniacza, natomiast dla wzmacniacza dwu lub więcej stopniowego, będziemy musieli przyjąć górne wartości na $\mathbf{C_k}$ ażeby nie dopuścić do spadku całkowitego wzmocnienia wzmacniacza poniżej wartości 3 **db** dla **f** = 30 okr/sek. Stosowanie o wiele większych kondensatorów katodowych niż obliczonych z górnej wartości $\mathbf{C_k}$ z wzorów 8) i 9) nie ma sensu, ponieważ niepotrzebnie powiększa koszty wzmacniacza, a nie przynosi w zamian za to żadnego pożytku.

Przykład 1. Wyznaczyć pojemność kondensatora katodowego dla pentody głośnikowej **AL4.** Dane katalogowe lampy: $\mathbf{S} = 9 \; \frac{\mathbf{mA}}{\mathbf{V}}$

We wzorze 9) **S** — oznacza nachylenie charakterystyki statycznej w punkcie pracy lamp. Ponieważ w praktyce zawsze nachylenie charakterystyki lampy w punkcie pracy jest mniejsze od maksymalnego nachylenia podawanego w katalogach lampowych, przeto podstawiając we wzorze 9) nachylenie **S** podane w katalogu: $\mathbf{S} = 9\frac{mA}{V}$ otrzymamy wartość $\mathbf{C}_k$ z „zapasem".

Otrzymujemy: $\mathbf{C}_k = 7 \cdot 10^3 \cdot \frac{9}{10^3} = 49\ \mu F$ jako dolną granicę,

$\mathbf{C}_k = 17 \cdot 10^3 \frac{9}{10^3} = 153\ \mu F$ jako górną granicę.

Dla jednostopniowego wzmacniacza najodpowiedniejszą wartością będzie $\mathbf{C}_k = 50 \mu F$.

Przykład 2. Wzmacniacz oporowy z lampą **AC2** posiada opór anodowy $\mathbf{R}_a = 0{,}1\ M\Omega$. Wyznaczyć pojemność kondensatora katodowego. Dane katalogowe lampy **AC2:** $\mu = 30$.

Obliczamy z wzoru 8) dla triody:

$\mathbf{C}_k = 7 \cdot 10^3 \frac{30}{100 \cdot 10^3} = 2{,}1\ \mu F$ (wartość minimalna),

$\mathbf{C}_k = 17 \cdot 10^3 \frac{30}{100 \cdot 10^3} = 5{,}1\ \mu F$ (wartość maksymalna).

Ponieważ wzmacniacze oporowe stosuje się przeważnie jako wzmacniacze wstępne, po których następuje dalsze wzmocnienie, wybierzemy wartość maksymalną na $\mathbf{C}_k$, a więc 5,1 μ**F.** Najbliższą wartością praktyczną będzie kondensator 6 μ**F.**

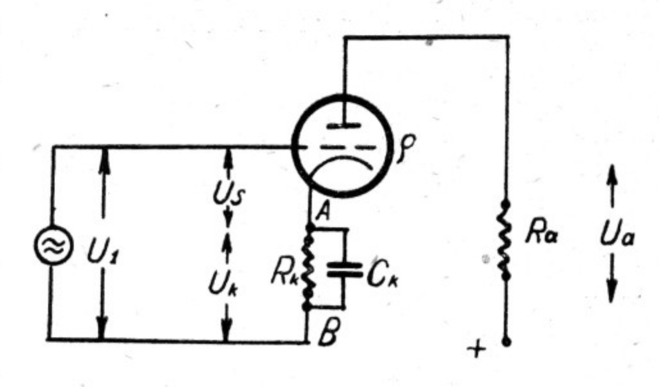
Charakterystyczne we wzorach 8) i 9) jest to, że nie występuje w nich wartość oporu katodowego $\mathbf{r}_k$. Opór ten nie decyduje więc, w warunkach praktycznych, o wielkości kondensatora katodowego, wbrew przekonaniu większości radiotechników, którzy przy obliczaniu kondensatora katodowego $\mathbf{C}_k$ kierują się zasadą:

$$10)\qquad \frac{1}{\omega C_k} < r_k$$

i uzależniają wielkość kondensatora $\mathbf{C}_k$ właśnie od oporu katodowego $\mathbf{r}_k$, rozumując pozornie słusznie, że ma on za zadanie zwierać opór katodowy $\mathbf{r}_k$, a więc jego opór pojemnościowy $\frac{1}{\omega C_k}$ powinien być ułamkiem oporu katodowego (np. $\mathbf{C}_k = 0{,}1\ \mathbf{r}_k$ dla $\mathbf{f} = 30$ okr/sek). Stąd prosty wniosek, że wielkość jego powinna być zależna od oporu $\mathbf{r}_k$. Jak uzasadnić ten pozorny paradoks?

Postarajmy się tę sprzeczność wyjaśnić podchodząc do tego samego zagadnienia z innej strony.

Na rysunku drugim przedstawiony jest schemat wzmacniacza oporowego:



Rys. 2.

Napięcie zmienne występujące między siatką a katodą jest:

$$11)\qquad U_s = U_1 - U_k = U_1 - I_a \cdot Z_k$$

Wzór na prąd anodowy:

$$12)\qquad I_a = \frac{\mu\,(U_1 - I_a Z_k)}{\rho + R_a + Z_k}$$

albo po redukcji:

$$13)\qquad I_a = \frac{\mu\, U_1}{\rho + R_a + (\mu + 1)\, Z_k}$$

Napięcie katodowe zmienne jest:

$$14)\qquad U_k = \frac{\mu\, U_1\, Z_k}{\rho + R_a + (\mu + 1)\, Z_k}$$

Napięcie to można jeszcze inaczej wyrazić dzieląc licznik i mianownik przez μ

$$15)\qquad U_k = \frac{U_1 \cdot Z_k}{\frac{\rho}{\mu} + \frac{R_a}{\mu} + \frac{\mu + 1}{\mu} \cdot Z_k}$$

Ponieważ współczynniki amplifikacji μ przy nowoczesnych lampach są duże (od kilkudziesięciu do kilku tysięcy) można z dużym przybliżeniem podstawić:

$$16)\qquad \frac{\mu + 1}{\mu} = 1$$

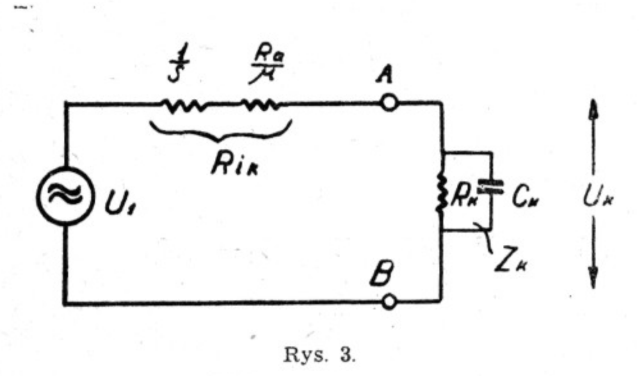
Wiemy również, że:

$$17)\quad \frac{\rho}{\mu} = \frac{1}{S}$$

Wobec tego wzór 15) przekształci się następująco:

$$18)\quad U_k = \frac{U_1 Z_k}{\frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu} + Z_k}$$

Jak łatwo zauważyć wzór 18) odpowiada schematowi następującemu:



Rys. 3.

Można więc uważać, że generator, o sile elektromotorycznej $\mathbf{U_1}$ i oporze wewnętrznym $\left(\frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu}\right)$ pracuje na opór zespolony katodowy $\mathbf{Z_k}$, wywołując na nim napięcie $\mathbf{U_k}$ określone wzorem 18). Ponieważ wzór 18) został wyprowadzony z układu przedstawionego na rys. 2), wobec tego ukałdy z rys. 2 i z rys. 3 są sobie równoważne, jeżeli chodzi o obliczenie napięcia katodowego $\mathbf{U_k}$. Układ przedstawiony na rys. 3 odpowiada układowi wtórnika katodowego, pracującego na opór roboczy $\mathbf{Z_k}$.

Opory ρ i $\mathbf{R_a}$, leżące w obwodzie anodowym lampy, przechodzą do obwodu wtórnika katodowego zredukowane μ-krotnie. Stanowią one jak gdyby opór wewnętrzny wtórnika katodowego $\left(R_{ik} = \frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu}\right)$. Oczywiście, że napięcie występujące na zaciskach oporu katodowego $\mathbf{Z_k}$, na który wtórnik pracuje, jest szkodliwe w przypadku wzmacniacza oporowego. Za pomocą kondensatora katodowego $\mathbf{C_k}$ staramy się to napięcie zredukować, aby nie umniejszało ono napięcia siatkowego lampy $\mathbf{U_s}$. Dzieląc wzór 18) przez $\mathbf{U_1}$ otrzymujemy:

$$19)\quad \frac{U_k}{U_1} = \frac{Z_k}{R_{ik} + Z_k}$$

Na podstawie proporcji wynika:

$$20)\quad \frac{U_s}{U_1} = \frac{U_1 - U_k}{U_1} = \frac{R_{ik}}{R_{ik} + Z_k}$$

Ażeby otrzymać pełne wzmocnienie wzmacniacza powinno być:

$$U_s = U_1 \text{ czyli } \frac{U_s}{U_1} = 1$$

co pociąga za sobą z równości 20)

$$Z_k = 0$$

Dopuszczając spadek wzmocnienia o 3 **db.**, mamy $U_s = 0{,}71 \,.\, U_1$ czyli

$$21)\quad \left|\frac{U_s}{U_1}\right| = 0{,}71 = \frac{R_{ik}}{|R_{ik} + Z_k|}$$

Stąd łatwo obliczyć potrzebną wartość oporu $\mathbf{Z_k}$ Jak widać z 21) wartość $\mathbf{Z_k}$ zależy jedynie od $\mathbf{R_{ik}}$, czyli od $\left(\frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu}\right)$. Dla triody przeważnie: $\frac{R_a}{\mu} \gg \frac{1}{S}$, tak że możemy pominąć opór $\frac{1}{S}$ wobec znacznie większej wartości $\frac{R_a}{\mu}$ Odwrotnie zachowuje się pentoda. Wobec dużych wartości współczynnika amplifikacji pentody, wartość $\frac{R_a}{\mu}$ jest przeważnie mniejsza od $\frac{1}{S}$. Zrozumiałe staje się zatem, że dla triody opór pozorny katodowy $\mathbf{Z_k}$, na który składa się przeważnie $\mathbf{C_k}$, musi być uzależniony jedynie od wartości $\frac{R_a}{\mu}$, natomiast w przypadku pentody od wartości $\frac{1}{S}$. Pociąga to za sobą zależność kondensatora $\mathbf{C_k}$ od wartości $\frac{\mu}{R_a}$ (dla triody) ewtl. od **S** (dla pentody), co uwidacznia się we wzorach 8) i 9).

Dla ścisłości rozwiniemy jeszcze wzór 21) podstawiając

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j\omega C_k R_k} = \frac{R_k}{1 + jx}$$

Otrzymamy:

$$22)\quad 0{,}71 = \frac{R_{ik}}{\left|R_{ik} + \frac{R_k}{1 + jx}\right|} = \frac{|1 + jx|}{\left|1 + \frac{R_k}{R_{ik}} + jx\right|}$$

Jeżeli jeszcze podstawimy

$$23)\quad \frac{R_k}{R_{ik}} = \frac{R_k}{\frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu}} = \frac{\mu\, R_k}{\rho + R_a} = \mathbf{a},$$

wówczas otrzymamy ten sam wzór na tłumienie wzmocnienia spowodowany oporem katodowym $\mathbf{Z}_k$, który w Nr 1/2 inż. Lewiński wyprowadził na stronie 15-tej mianowicie:

$$24)\quad 0{,}71 = \frac{|1 + jx|}{|1 + a + jx|}$$

Wzór ten był podstawą do wykreślenia zależności $\mathbf{x} = \omega \mathbf{C}_k \,.\, \mathbf{R}_k$, a tym samym i zależności $\mathbf{y} = \mathbf{f} \,.\, \mathbf{C}_k \,.\, \mathbf{R}_k$ od współczynika **a**, który jak wynika z 23) jest niczym innym, jak stosunkiem oporu katodowego $\mathbf{R}_k$ do oporu wewnętrznego wtórnika katodowego $\mathbf{R}_{ik}$.

Obserwując schemat na rys. 3 i zakładając, że opór katodowy $R_k = \infty$, jest nieskończenie duży, tak że jedynie opór pojemnościowy $\frac{1}{\omega C_k}$ decyduje o zwarciu zacisków **A**, **B**, możemy zgodnie z wzorem 21) napisać:

$$25)\quad 0{,}71 = \frac{R_{ik}}{\left| R_{ik} + \frac{1}{j\omega C_k} \right|} = \frac{1}{\left| 1 + \frac{1}{j\omega C_k R_k} \right|}$$

Stąd:

$$26)\quad 0{,}71 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_{ik}^2}}}$$

Co prowadzi do:

$$27)\quad 0{,}5 = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_{ik}^2}}$$

czyli do:

$$28)\quad \omega^2 C_k^2 R_{ik}^2 = 1$$

albo do:

$$29)\quad C_k = \frac{1}{2\pi f \,.\, R_{ik}} = 160 \,.\, 10^3 \frac{1}{f R_{ik}} \; [\mu F]$$

Założenie $\mathbf{R}_k = \infty$ odpowiada założeniu $\mathbf{a} = \infty$, a więc skrajnej wartości krzywej z rys. 1 jaką osiąga w nieskończoności. Jak widać na rys. 1 krzywa odnosząca się do tłumienia —3 **db** odchyla się od prostej kreskowanej dla bardzo dużych wartości **a** w dół. W granicy (dla $\mathbf{a} = \infty$) kondensator $\mathbf{C}_k$ obliczony dokładnie na podstawie wykresu z rys. 1 lub wzoru 29) wypada o 23% mniejszy, niż obliczony z wzoru 3) lub 5).

Jest to zatem największe odchylenie jakie zachodzi między wzorami uproszczonymi (3) i (5) i wzorami ścisłymi. W rzeczywistości jednak opór $\mathbf{R}_k$ w żadnym przypadku nie jest nieskończenie duży, lecz tego samego rzędu co opór wewnętrzny dwójnika katodowego $\mathbf{R}_{ik}$ a zatem współczynnik **a** zgodnie z 23) zawiera się w granicach od 0,5 do 2. W tych granicach wzory uproszczone 3) 5) są dostatecznie ścisłe. Odchylenie maksymalne od wzorów dokładnych w tym przedziale nie przekracza 5%, a więc jest tego samego rzędu co tolerancja wartości kondensatorów handlowych. W każdym razie kondensator $\mathbf{C}_k$ obliczony z wzorów uproszczonych, zawsze będzie spełniał swoje zadanie (redukcję tłumienia do wartości poniżej 3 lub 1 **db**), zależnie od tego czy weźmiemy dolną czy górną granicę we wzorach 8) i 9); przy czym dla dużych wartości oporów katodowych $\mathbf{R}_k$ w stosunku do $\mathbf{R}_{ik}$ wzory 8) i 9) dają wartość $\mathbf{C}_k$ z pewnym nie dużym nadmiarem, co jest jedynie z korzyścią dla praktyki. Warto jeszcze rozpatrzeć przypadki, gdy opór katodowy $\mathbf{R}_k$ jest mały w stosunku do oporu wewnętrznego wtórnika katodowego $\mathbf{R}_{ik}$. Zachodzi to często przy triodach pracujących na duże opory anodowe R_a przy małych współczynnikach amplifikacji μ. Wówczas łatwo otrzymać warunek:

$$R_k < \frac{1}{S} + \frac{R_a}{\mu} = R_{ik}$$

Z rys. 1 wynika jak również z schematu (rys. 3) można łatwo obliczyć, że jeżeli $\mathbf{a} = \frac{R_k}{R_{ik}} = 0{,}41$, wówczas już sam opór R_k bez kondensatora C_k wystarczy, aby spadek wzmocnienia lampy nie był większy od 3 **db** i to dla wszystkich częstotliwości. Tłumieniu tylko 1 **db** odpowiada stosunek oporów $a = \frac{R_k}{R_{ik}} = 0{,}13$. W przypadkach zatem kiedy $\mathbf{a} < 0{,}4$, można nie dawać w ogóle żadnego kondensatora katodowego. Strata wzmocnienia jest niewielka (mniejsza o 3 **db**) zato charakterystyka częstotliwości jest prostoliniowa.

Przegląd schematów

Schemat Nr 48 przedstawia układ odbiornika Funkstrahl Zaunkönig W 45. Jest to odbiornik jednoobwodowy, bezpośredniego zasilania, z reakcją, na prąd zmienny. Posiada 3 normalne zakresy fal, pracuje na 3 lampach typu RV12P-2000 (z prostowniczą AZ1).

Wejście aperiodyczne z 1-lampowym wzmacniaczem wielkiej częstotliwości na pentodzie RV12P-2000. W anodzie tej lampy znajdują się cewki zakresowe (krótko, średnio i długofalowe), stanowiące obwód anodowy lampy. Jest on sprzężony indukcyjnie z obwodem siatkowym (strojonym) następnego stopnia. Dla dostrojenia obwodu siatkowego następnego stopnia służy obrotowy kondensator powietrzny o pojemności 520 cm. W stopniu tym pracuje również lampa RV12P-2000 (pentoda w układzie detektora siatkowego). Wielka częstotliwość zostaje tu zdemodulowana na mostku detekcyjnym (kondensator 100 cm i opór 1 MΩ), a następnie jako niska — przeniesiona z obwodu anodowego tej lampy poprzez filtr (kondensator 10 T i opór 0.1 MΩ) na siatkę sterującą stopnia końcowego (wzmacniacza mocy), pracującego również na pentodzie RV12P-2000. Dzięki zastosowaniu reakcji (sprzężenia zwrotnego) regulowanej za pomocą mikowego kondensatora obrotowego o pojemności 250 cm uzyskuje się dodatkowe wzmocnienie. W zespole cewek nie przewidziano oddzielnych cewek reakcyjnych, nie jest to bowiem tu konieczne. Odtłumianie obwodu anodowego pierwszej lampy następuje dzięki sprzężeniu pojemnościowemu między anodą detektora a obwodem anodowym tej lampy. W jej obwodzie katodowym znajduje się potencjometr na 5 KΩ, za pomocą którego można (niezależnie od regulowania reakcją) regulować siłę głosu.

W zasilaczu pracuje lampa AZ1 (z dwupołówkowym prostowaniem). Filtr zasilacza składa się z dławika i 2 kondensatorów blokowych (każdy po 4 μF/450 V), co zapewnia dostatecznie dobrą filtrację.

M. W.

*

Na schemacie Nr 49 widzimy układ odbiornika dwulampowego Telefunken 944 W. Jest to „skrócony" super o dwóch lampach, a trzech stopnia wzmocnienia i czterech obwodach strojonych.

Obwód wejściowy jest prosty; zaopatrzony on jest w filtr przeciw częstotliwości pośredniej. System oscylatora jest mniej konwencjonalny, zastosowano tu bowiem układ Colpittsa, gdzie rolę dzielnika fazy pełnią spólnie kondensator obrotowy oraz kondensator 430 pF dla fal średnich, zaś kondensatory 200 pF i 430 pF w szereg — dla fal długich. Kondensatory te spełniają jednoczesnie rolę paddingów. Siłę głosu reguluje się oporem zmiennym 15 KΩ umieszczonym w katodzie lampy przemiany częstotliwości, zmieniając nim potencjał ujemny siatki sterującej heksody. W anodzie tej lampy jest pierwotny obwód filtra wstęgowego pośredniej częstotliwości, wtórny zaś obwód jest zaopatrzony w uzwojenie reakcji stałej, która podwyższa czułość i selektywność odbiornika. W części triodowej lampy ECL11 odbywa się detekcja siatkowa. Wzmocnienie uzyskanej modulacji jest w układzie dławikowym. Lampa głośnikowa nosi układ ujemnego sprzężenia zwrotnego, celem zmniejszenia zniekształceń oraz wyrównania charakterystyki.

Część prostownicza jest konwencjonalna. Posiada ona przełącznik oszczędnościowy napięcia anodowego, tak że pobór mocy z sieci można zredukować z 47 do 32 watt.

Częstotliwość pośrednia normalna: 468 Kc.

Odpowiedzi Redakcji

Szebesta Eugeniusz, Bielsko — Dane lampy EF8 są następujące: żarzenie 6,3V/0,2A, Ua = 250V; Ia = 8mA; Us_1 = 2,5V; Us_2 = O; Us_3 = 250V; Us_4 = O; Rw = 450K; Rk = 305. Jest to lampa typu bezszumnego, która może być stosowana na miejscu zwykłej pentody w rodzaju EF6 lub RF9. Niebieskie światło w lampie wskazuje na istnienie wewnątrz balona gazu, który może zmienić warunki pracy lampy.

Kuczera Stanisław, Wałbrzych — Doświadczenie, zdobyte przy budowie signal-generatora z Nr. 1 mies. Ra z 46 r. dla początkujących będzie Pan mógł wykorzystać, budując nowy typ generatora, jaki wkrótce opiszemy w tyg. RiS. Będzie on posiadał w porównaniu z poprzednim znacznie mniej harmonicznych.

Ochęduszko Józef, Wiązownica — Uzupełnienie supera z lampami serii „K" może być dokonane na podstawie jakiegokolwiek aparatu sieciowego, pracującego na identycznych typach lamp serii „A", „C", lub „E". Schematy odbiorników bateryjnych były niejednokrotnie w mies. „Ra" i w tyg. R. i Świat.

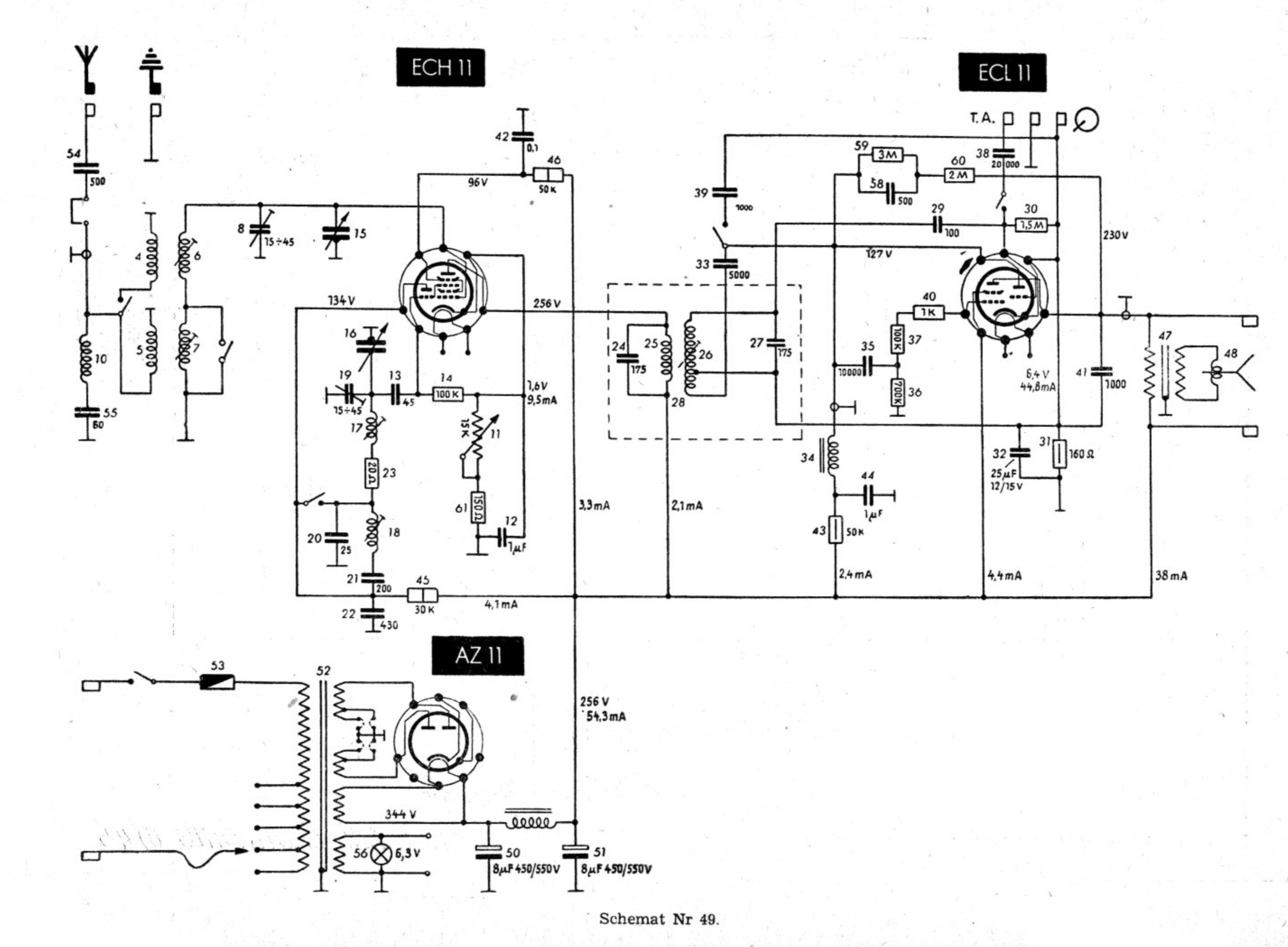
Dubaniewicz Zbigniew, Wrocław — Odbiornik z Nr. 11/12 z 47 r. może być zasilany prądem stałym tak, jak Pan to zaprojektował. Zmiana zasilania nie wpłynie na pracę cewek, dlatego układ ich pozostanie ten sam. Wartość nieoznaczonego na schemacie oporu wynosi 0,05 — 0,1.

Witecki Janusz, Szczecin — Polski Związek Krótkofalowców — patrz str. 28. Moc amatorskich stacji nadawczych nie może przekraczać 50W. Transformator wyjściowy o przekroju 9 cm² dla dwóch lamp 6F6 w układzie przeciwsobnym powinien mieć 2 × 1700 zw. po stronie pierwotnej i 42 zw. po stronie wtórnej. Wartości indukcji „B" przyjmuje się 10.000 gausów.

(Dokończenie na str. 31).

FUNKSTRAHL ZAUNKÖNIG W45

Schemat Nr 48.



Schemat Nr 49.

Inż. A. Kosiarski

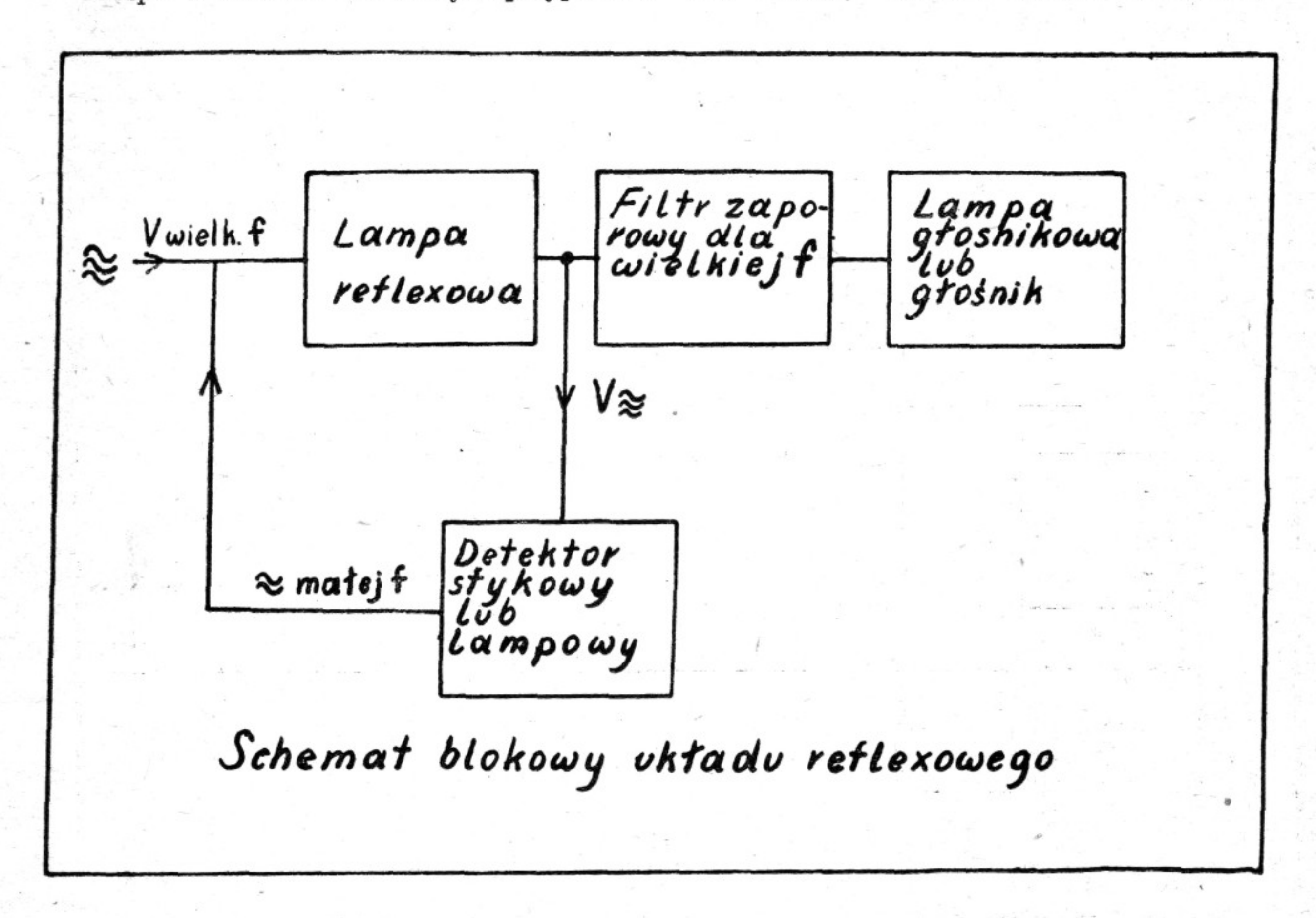
Układy reflexowe

Bardzo często stosowane są układy, w których jedna i ta sama lampa wykorzystana jest dwukrotnie, albo co spotyka się rzadziej, spełnia rolę trzech lamp. Układy tego rodzaju były projektowane przez fabryki w tym celu, **aby osiągnąć jak największą oszczędność.** Ponieważ tzw. „refleksy" zmontowane racjonalnie dawały całkiem niezłe wyniki — więc fabryki robiły ich wiele, tym bardziej, że odbiorniki tego rodzaju miały często taką czułość, jak aparaty wielolampowe, a przy tym były od nich znacznie tańsze, więc nic dziwnego, że cieszyły się powodzeniem.

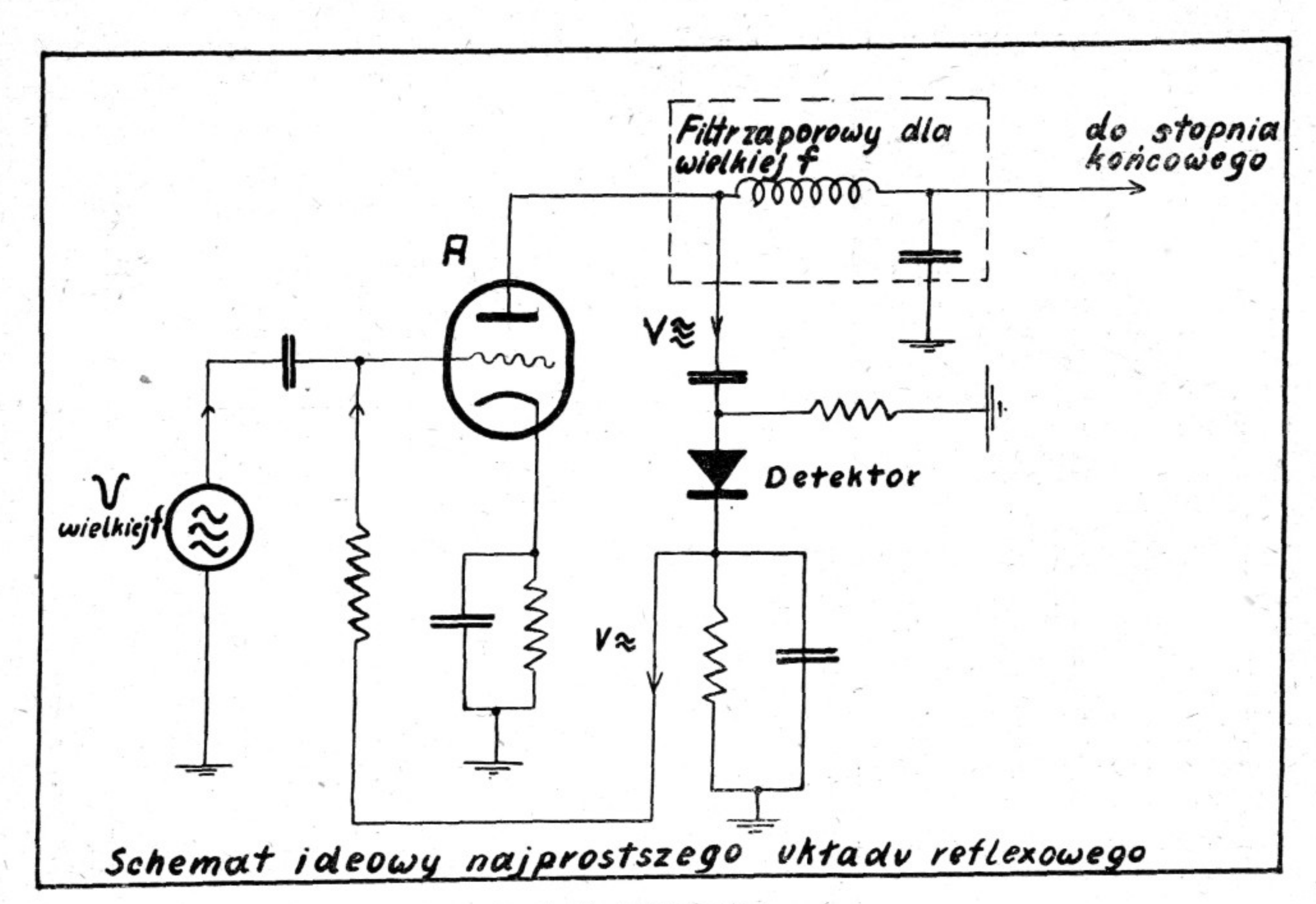
Obecnie bliżej omówimy kilka typowych układów reflexowych.

Lampa w układzie reflexowym przypomina na pozór układ reakcyjny, gdyż wzmocniona przez lampę energia zostaje z powrotem dostarczona po detekcji do obwodu siatki sterującej tej samej lampy — **ale o innej częstotliwości.**

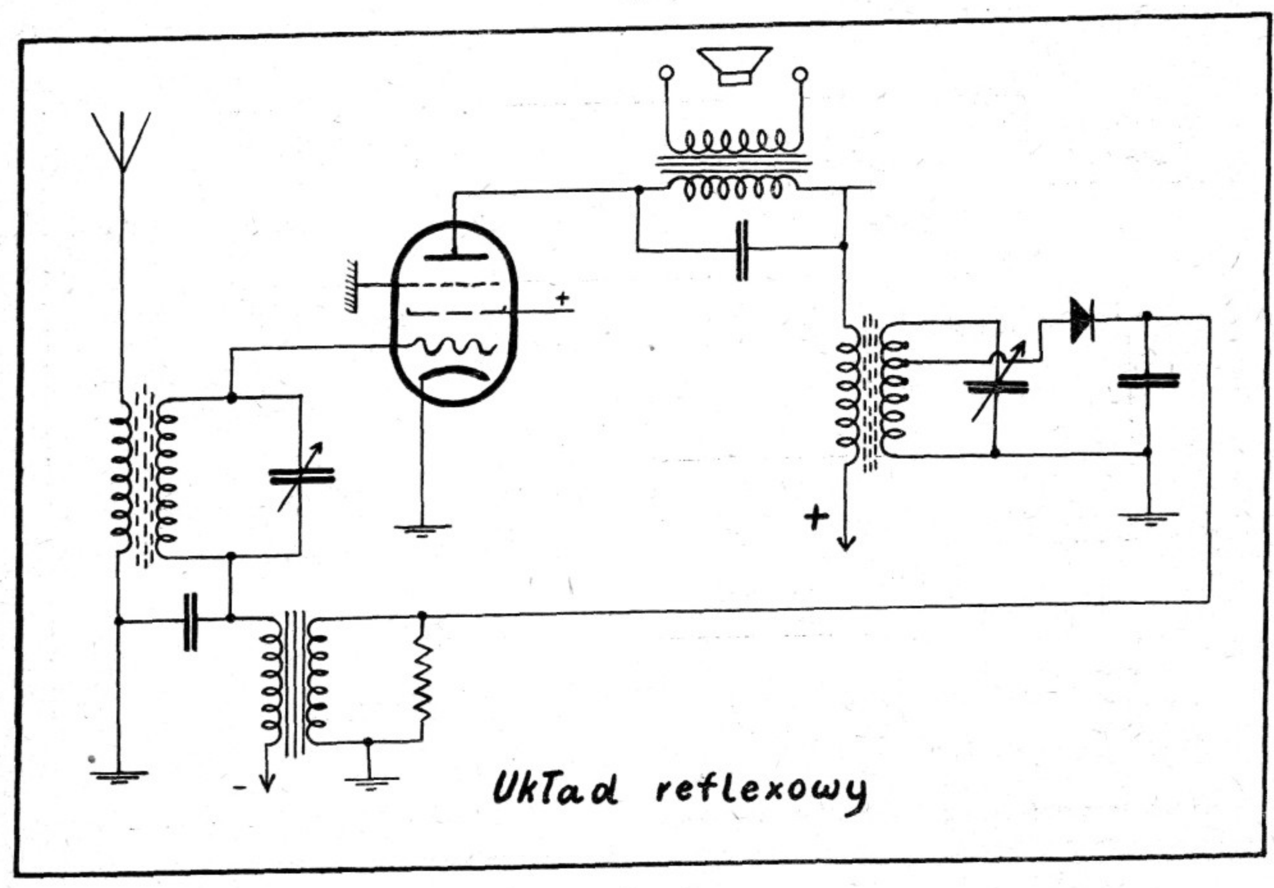
Jednakże należy dobrze oddzielić w obwodzie anodowym lampy częstotliwość wielką od małej, a to w tym celu, aby uniemożliwić powstanie szkodliwych oscylacji (np. w wypadku, gdy część napięcia wielkiej częstotliwości anody dostanie się do obwodu siatkowego w odpowiedniej fazie i amplitudzie — warunek powstania drgań — to może układ się wzbudzić), które zaprzepaszczą korzyści, jakie można w tych układach osiągnąć. Rys. 1 przedstawia blokowy schemat układu reflexowego.



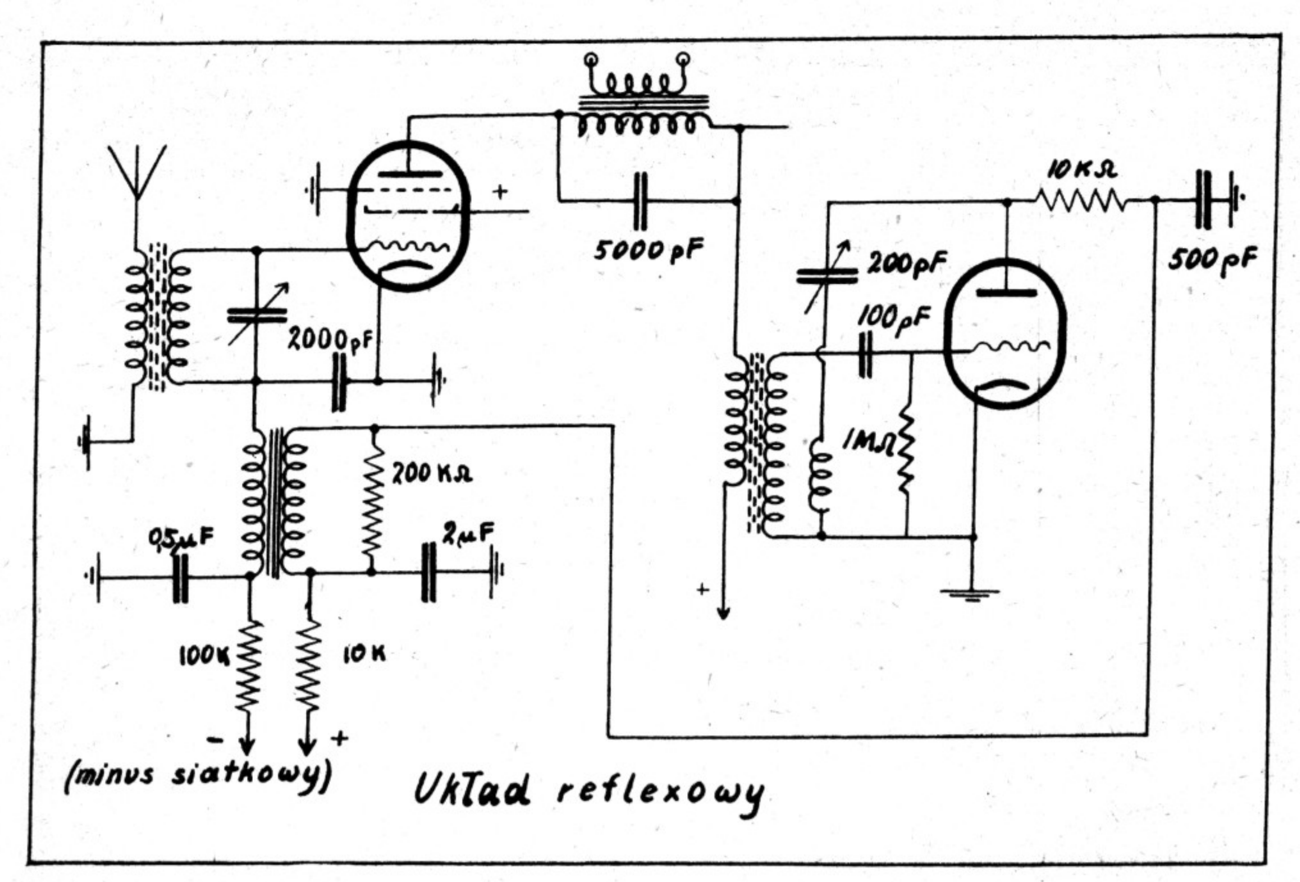
Rys. 1


Filtr zaporowy dla wielkiej f
do stopnia końcowego
A
V≋
V wielkiej f
Detektor
V≈
Schemat ideowy najprostszego układu reflexowego

Rys. 2.


+
+
-
Układ reflexowy

Rys. 3.



Rys. 4.

50 pF
600 Ω
0,5 M
50 pF
100 pF
0,5 MΩ
1 MΩ
1 μF
50K
80K
400 Ω
10 μF
50 pF
80 K
10.000 pF
1 μF
1 KΩ
Typ Columbus 1702/2
dwuobwodowy, dwulampowy.

Rys. 5.

Schemat stosowany w aparatach Siemens typ 37 WLK lub Telefunken T 332 WLK i AEG 34 WLK Geatron

Rys. 6.

EBL 1

Philips 108z

Rys. 7

Do lampy wzmacniającej „A“ (rys.2) zostaje doprowadzone napięcie wielkiej częstotliwości V≈ z anteny, które po wzmocnieniu dostaje się na detektor (do stopnia końcowego nie dochodzi ono, gdyż w anodzie jest filtr zaporowy dla wielkiej f).

Z kolei otrzymane po detekcji napięcia małej „f“ (V≈) dostaje się z powrotem na lampę wzmacniającą „A“, a następnie odpowiednio wzmocnione do stopnia końcowego.

Z tego widać, że lampa „A“ spełnia podwójną rolę — raz pracuje jako wzmacniacz wielkiej, a drugi raz jako wzmacniacz małej częstotliwości (oczywiście pracuje ona w klasie „A“).

To właśnie jest typowe dla układów kombinowanych inaczej zwanych reflexowymi, że jedna i ta sama lampa spełnia rolę dwóch lub nawet, jak się przekonamy, w pewnym szczególnym wypadku i trzech lamp.

Rysunki 3 i 4 pokazują pewne typy stosowanych układów reflexowych.

Układ z rys. 4 jest szczególnie zalecany ze względu na dużą czułość — przy małej ilości lamp.

Typowy nowoczesny układ reflexowy jest pokazany na rys. 5. — stosowany on jest w aparatach typu „Columbus“ 1702/2. Pracują w nim pentoda wielkiej częstotliwości, jako lampa reflexowa i dioda jako detektor.

Z obwodu antenowego drgania wielkiej częstotliwości dostają się na siatkę sterującą lampy reflexowej. Następnie wzmocnione przez lampę zostają przetransformowane do obwodu diody. Po detekcji napięcie małej częstotliwości zostaje doprowadzone przez dzielnik napięciowy złożony z oporów — 1 MΩ; 0,5 MΩ; i 0,5 MΩ — z powrotem na siatkę pentody, gdzie wzmocnione steruje ono lampę głośnikową.

Układy reflexowe dają się też stosować i w superheterodynach. Rozpatrzymy obecnie schemat stosowany w odbiornikach f-my Telefunken typ 332 WLK. — rys. 6.

Lampa „RENS 1234“ — hexoda spełnia rolę trzech lamp. Raz pracuje jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości, przy czym siatka czwarta pracuje jako anoda. Z drugiego obwodu pośredniej częstotliwości przy pomocy cewki sprzęgającej „L“ napięcie o częstotliwości pośredniej zostaje doprowadzone przez mostek „R_2“ „C_3“ do anody lampy, która w tym wypadku na przestrzeni katoda - anoda pracuje jako detektor diodowy (uwaga: anoda nie ma plusa).

Po detekcji mała częstotliwość zostaje doprowadzona przez cały szereg oporów i kondensatorów służących jako filtr blokujący częstotliwość pośrednią — z powrotem do siatki sterującej lampy „RENS 1234“, która teraz będzie pracowała jako wzmacniacz małej częstotliwości. W siatce czwartej w szereg cewkę sprzęgającą filtru pośredniej częstotliwości załączony jest opór 70 KΩ, który pracuje jako opór anodowy lampy dla małej częstotliwości, skąd przez kondensator napięcie to dostaje się do stopnia końcowego.

Na koniec podajemy schemat aparatu reflexowego Philipsa — wykonywany w czasie okupacji niemieckiej. Był on umieszczony w małej bakelitowej skrzynce z głośnikiem elektromagnetycznym. Służył praktycznie do odbioru stacji lokalnej — chociaż wieczorem dawał pewne możliwości odbioru dla bardziej odległych stacji. rys. 7.

Układy reflexowe są obecnie mniej stosowane ze względu na powstanie dużej ilości typów lamp podwójnych (w jednej bańce dwie lampy), których cena nie jest zwykle większa od przeciętnej lampy pojedyńczej, a po drugie reflexy są dość kapryśne w czasie, gdyż warunki ich pracy są bardzo krytyczne, toteż mała zmiana elementów może być powodem wzbudzania się układów, a doprowadzenie do stanu wyjściowego jest dość trudne, choć zwykle możliwe — oczywiście dla dobrego fachowca. **Należy szczególnie dbać o to, aby suma napięć wielkiej i małej częstotliwości występujących między siatką a katodą lampy reflexowej nie była większa od możliwości wykorzystania lampy w klasie „A“. Przesterowanie jest zwykle powodem wzbudzania się tych układów.** Bardzo dobrze pracują w tych układach lampy, które mają duże nachylenie charakterystyki (S) i znaczny opór wewnętrzny (ρ) np. EF 14, RV 12, P 3000 itp.

Od Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców

Inaugurując nowy dział, poświęcony krótkofalarstwu, Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców składa na wstępie podziękowanie Redakcji Miesięcznika „Radio“ za niezwykłą życzliwość do ruchu krótkofalarskiego i oddanie do dyspozycji P.Z.K. cennego miejsca w swym wydawnictwie.

Będziemy dążyli żeby nasza współpraca rozwijała się i przynosiła korzyści nie tylko krótkofalowcom, ale wszystkim Czytelnikom, których interesuje każde zagadnienie techniki radiowej.

Odrodzone krótkofalarstwo polskie, wchodząc na nową drogę rozwoju, postawiło sobie za cel przyczynienie się do spotęgowania obronności państwa ludu pracującego. Tak wzniosły i zaszczytny cel przyświeca nam po raz pierwszy. Sprawia to, że w poczynaniach naszych spotykamy się z niezwykle przychylnym stanowiskiem władz państwowych i organizacji społecznych, a wstępujące do naszych szeregów rzesze radioamatorów, deklarują gotowość oddania wszystkich umiejętności dla rozwoju nowego polskiego krótkofalarstwa.

Z takim zasobem możliwości, których nie wolno zmarnować, będziemy szerzyli i podnosili kulturę radiotechniczną w społeczeństwie, będziemy wyzwalali twórcze instynkty w najszerszych masach młodzieży, stworzymy takie warunki, w których każdy, nawet niezamożny obywatel polski, będzie mógł pracować, eksperymentować i wyżywać się w tym pięknym sporcie technicznym, jakim jest krótkofalarstwo.

Praca krótkofalarska daje możność utrzymywania kontaktów z ludźmi na całym globie ziemskim. Nawiązując takie łączności będziemy szerzyli ideę braterstwa i solidarności wszystkich ludzi miłujących pokój. Wykażemy i my, że nie ma żadnych „żelaznych kurtyn“, że krótkofalowcy polscy pragną rzetelnej współpracy z uczciwymi krótkofalowcami wszystkich ras i narodowości. Współpracując i korespondując na falach eteru z krótkofalowcami ZSRR i państw demokracji ludowej, będziemy zacieśniali przyjaźń wolnych narodów.

Od krótkofalowców radzieckich, którzy w masowym rozwoju osiągnęli najwyższy poziom organizacyjny i techniczny, będziemy uczyli się pracy zespołowej i najwłaściwszego pojmowania znaczenia krótkofalarstwa.

„Dział krótkofalarstwa“ powinien odzwierciedlać nasze poczynania na terenie międzynarodowym, być jasnym obrazem naszej pracy, stanu organizacyjnego i technicznego. Stworzy to nieograniczone możliwości doprowadzenia krótkofalarstwa polskiego do stopnia rozwoju, możliwego tylko w takich warunkach, jakie przyniosła Polsce długoletnia walka klasy pracującej.

Zadanie „Działu Krótkofalarstwa“ — jedno z czołowych zadań P.Z.K. — musi być wykonane i bezwątpienia każdy polski krótkofalowiec weźmie w tym udział.

W numerze bieżącym drukujemy statut P.Z.K., który odpowie na pytania i wyjaśni wątpliwości wszystkim interesującym się naszą organizacją.

ZARZĄD GŁÓWNY
POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW
Warszawa, Skrytka pocztowa 320.

Statut
Polskiego Związku Krótkofalowców

§ 1.

Nazwa, siedziba i teren działalności

1. Nazwa stowarzyszenia brzmi: „Polski Związek Krótkofalowców“.
2. Związek używa skrótu „P.Z.K.“
3. Związek jest osobą prawną, siedzibą jego jest m. st. Warszawa, terenem działalności cały obszar Rzeczypospolitej Polskiej.

§ 2.

Cele i środki działania

1. Celem P.Z.K. jest rozwój krótkofalarstwa w Polsce dla spotęgowania obronności Państwa.
2. Środkami działania są:

a) szerzenie wśród społeczeństwa kultury radiotechnicznej,

b) urządzanie kursów, odczytów, pogadanek, wystaw itp.,

c) wydawanie czasopism i książek z dziedziny krótkofalarstwa,

d) ułatwianie członkom zaopatrywania się w tani sprzęt radiowy,

e) urządzanie zawodów, konkursów itp.,

f) współpraca z władzami Wojska Polskiego w zakresie przygotowywania młodzieży w wieku przedpoborowym do służby w oddziałach radiowych armii, utrzymywania rezerwistów-radiotelegrafistów i radiomechaników w stałej sprawności oraz przysposobienia kobiet i mężczyzn nie podlegających powszechnemu obowiązkowi wojskowemu do służby w obronie kraju.

g) utrzymywanie lokali i pracowni, gdzie koncentruje się praca Związku.

Dla osiągnięcia swych celów P.Z.K. posługuje się wszelkimi środkami zgodnymi z obowiązującymi przepisami prawa.

§ 3.

Członkowie

1. Członkowie P.Z.K. dzielą się na:
   a) Członków zwyczajnych,
   b) „ nadzwyczajnych.
   c) „ honorowych,
   d) „ zbiorowych.
2. a) Członkiem zwyczajnym może zostać każdy obywatel polski w wieku powyżej lat 18, o nieskazitelnej przeszłości,
   b) Członkiem nadzwyczajnym może zostać:
      I. Każdy obywatel polski w wieku poniżej lat 18, o nieskazitelnej przeszłości, za zgodą rodziców lub opiekunów.
      II. Osoba nie posiadająca obywatelstwa polskiego, a będąca czynnym krótkofalowcem — nadawcą w swoim kraju,
   c) Członków honorowych mianuje, jednomyślną uchwałą, Walny Zjazd P.Z.K. na wniosek Zarządu Głównego lub przynajmniej połowy delegatów obecnych na Zjeździe,
   d) Członkiem zbiorowym może zostać organizacja polska, której praca krótkofalarska jest celem ubocznym.

      Stosunek członka zbiorowego do P.Z.K. określi każdorazowo umowa.
3. Członków zwyczajnych i nadzwyczajnych pp. a) i b) — 1. przyjmuje Zarząd Oddziału na podstawie deklaracji złożonej przez kandydata z podpisami 2 członków wprowadzających, lub 2 osób znanych osobiście Zarządowi. Zarząd Oddziału może odmówić przyjęcia na członka bez podania motywów odmowy.
4. Członków nadzwyczajnych p. b) II. i członków zbiorowych, posiadających osobowość prawną — przyjmuje Zarząd Główny.

   Członków zbiorowych nie posiadających osobowości prawnej przyjmują Zarządy Oddziałów.

§ 4.

Wpisowe i składki członkowskie

1. Członkowie zwyczajni i nadzwyczajni opłacają:
   a) składki na rzecz Zarządu Głównego w wysokości uchwalonej przez Walny Zjazd,
   b) wpisowe i składki na rzecz Oddziałów w wysokości uchwalonej przez Walne Zgromadzenie Oddziału.
2. Składki i wpisowe są wpłacane z góry.
3. Pobrane wpisowe i składki nie mogą być członkom zwracane.

§ 5.

Prawa członków

Członkowie P.Z.K. mają prawa do:
a) korzystania z wszelkich dostarczanych przez Związek środków, urządzeń, świadczeń i poparcia moralnego,
b) korzystania z ulgowej opłaty na rzecz M.P. i T. za upoważnienie na prawo posiadania radiostacji nadawczej,
c) czynnego i biernego prawa wyborczego.

Punkt c) niniejszego paragrafu nie ma zastosowania do członków nadzwyczajnych.

§ 6.

Obowiązki członków

Obowiązkiem każdego członka jest:
a) stosowanie się do postanowień statutu, regulaminów i uchwał władz Związku,
b) przestrzeganie ustaw i przepisów wykonawczych władz państwowych,
c) pielęgnowanie koleżeńskiej solidarności i karności organizacyjnej oraz dbanie o dobre imię krótkofalarstwa polskiego,
d) regularne wpłacanie ustanowionych na rzecz P.Z.K. składek.

§ 7.

Utrata praw członkowskich

1. Utrata praw członkowskich może nastąpić na skutek:
   a) wystąpienia członka ze Związku — zgłoszonego na piśmie,
   b) skreślenia z listy członków, jeżeli nie opłaca składek członkowskich przez trzy miesiące z rzędu,
   c) skreślenia z listy członków Związku na podstawie prawomocnego wyroku Sądu Polubownego,
   d) zawieszenia w prawach członkowskich na przeciąg nie dłuższy niż 12 miesięcy w wypadkach przekroczenia statutu lub postanowień władz Związku.

§ 8.

Fundusze Związku

1. Fundusze Związku składają się:
   a) z wpisowego i składek członkowskich,
   b) z zapisów, darowizn i zasiłków na rzecz P.Z.K.,
   c) z dochodów, urządzanych przez P.Z.K. odczytów, wystaw, zabaw itp. imprez,
   d) z procentów od kapitałów.

§ 9.

Organizacja Związku

1 Organizacja P.Z.K. obejmuje Oddziały (kluby terytorialne):
   a) oddział jest zrzeszeniem pewnej liczby członków, celem urzeczywistnienia zadań zakreślonych niniejszym statutem,
   b) teren działalności Oddziału ustala Prezydium Zarządu Głównego,
   c) członkowie P.Z.K. mogą należeć tylko do tego Oddziału na terenie którego zamieszkują,
   d) w miejscowościach, w których gotowość założenia Oddziału oświadczy przynajmniej 10 członków w tym conajmniej 5 nadawców, Prezydium Zarządu Głównego może powołać nowy Oddział, wyznaczając mu zarazem teren działalności,
   e) prezydium Zarządu Głównego w wypadkach wyjątkowych może powołać Oddział Związku, w którym może być mniej niż 5 nadawców.

§ 10.

Władze Związku

1. Władzami Związku są:
   a) Walny Zjazd Delegatów Oddziałów,
   b) Zarząd Główny,

c) Prezydium Zarządu Głównego,
d) Główna Komisja Rewizyjna,
e) Główny Sąd Polubowny.

2. a) Walne Zgromadzenie Oddziału,
b) Zarząd Oddziału,
c) Komisja Rewizyjna Oddziału,
d) Sąd Polubowny Oddziału.

§ 11.

Walny Zjazd Delegatów Oddziałów

1. Walny Zjazd Delegatów Oddziałów jest najwyższą instancją Związku.
2. Walne Zjazdy bywają zwyczajne i nadzwyczajne.
3. Walny Zjazd zwyczajny jest zwoływany przez Zarząd Główny raz do roku, najpóźniej w 3 miesiące po zamknięciu roku budżetowego.
4. Walny Zjazd składa się:
   a) z delegatów Oddziałów po jednym na każde zaczęte 15 członków nie zalegających z opłatą składek na rzecz Zarządu Głównego,
   b) z członków Głównej Komisji Rewizyjnej,
   c) z członków Prezydium Zarządu Głównego.
5. Termin i miejsce Walnego Zjazdu wraz z porządkiem obrad podaje Prezydium Zarządu Głównego do wiadomości Oddziałom najpóźniej na 4 tygodnie przed tym, za pośrednictwem pisemnego okólnika.
6. Do kompetencji Walnego Zjazdu należy:
   a) wybór 9 członków Zarządu Głównego i 3 zastępców,
   b) wybór 3 członków Głównej Komisji Rewizyjnej i 2 zastępców,
   c) wybór 3 członków Sądu Polubownego i 2 zastępców,
   d) rozpatrzenie i zatwierdzenie sprawozdań i bilansu za ubiegły rok budżetowy,
   e) rozpatrzenie i zatwierdzenie preliminarza budżetowego oraz planu działalności za rok następny,
   f) zmiana statutu,
   g) rozpatrywanie wszelkich wniosków zgłoszonych na Walny Zjazd,
   i) rozwiązanie Związku.
7. Nadzwyczajny Zjazd Delegatów może być zwołany:
   a) na skutek uchwały Zarządu Głównego,
   b) na żądanie Głównej Komisji Rewizyjnej,
   c) na pisemny wniosek przynajmniej 1/3 członków całego Związku.
8. Zjazd otwiera Prezes Zarządu Głównego lub jego zastępca, obrady prowadzi wybrane Prezydium Zjazdu.
9. Uchwały Zjazdu zapadają zwykłą większością głosów, z wyjątkiem wypadków, o których statut niniejszy stanowi inaczej.

§ 12.

Zarząd Główny

1. Zarząd Główny wybierany na przeciąg jednego roku składa się z 9 członków:
   a) prezesa,
   b) wiceprezesów,
   c) sekretarza,
   d) skarbnika i
   e) 4-ch członków Zarządu.
2. Prezes, 2 wiceprezesów, sekretarz i skarbnik stanowią Prezydium Zarządu Głównego.
3. Do kompetencji Zarządu Głównego należy:
   a) rozpatrywanie sprawozdań Prezydium z ogólnej działalności Związku,
   b) powzięcie uchwał dotyczących ogólnych celów Związku,
   c) zwoływanie Zjazdów zwyczajnych i nadzwyczajnych,
   d) decyzja w sprawie wydatków nadzwyczajnych nieprzewidzianych w budżecie,
   e) uchwalanie regulaminów dla wszystkich organów i instytucji,
   f) zaciąganie wszelkiego rodzaju zobowiązań majątkowych.
4. Do kompetencji Prezydium Zarządu Głównego należy:
   a) kierowanie ogólną działalnością Związku,
   b) przygotowanie wszelkich projektów, regulaminów, wniosków itp.,
   c) sporządzanie sprawozdań, bilansów budżetów itp.,
   d) decyzje w sprawie powstania i likwidacji Oddziałów,
   e) kierownictwo i nadzór nad pracą krótkofalowców,
   f) reprezentowanie P.Z.K. na zewnątrz wobec władz i osób trzecich.
5. Wszelkiego rodzaju umowy, dokumenty i akty prawne, w imieniu Związku podpisuje trzech członków Zarządu Głównego a mianowicie — prezes lub jeden z zastępców, sekretarz i skarbnik.

§ 13.

Walne Zgromadzenie Oddziału

1. Walne Zgromadzenie Oddziału winno się odbyć najpóźniej w dwa miesiące po zamknięciu roku budżetowego.
2. Termin, miejsce i porządek obrad Walnego Zgromadzenia podaje Zarząd Oddziału do wiadomości członkom, przez wywieszenie ogłoszenia w lokalu Oddziału przynajmniej na 14 dni przed terminem. Dodatkowe sposoby zawiadomiania członków dopuszczalne.
3. Do kompetencji Walnego Zgromadzenia należy:
   a) rozpatrzenie sprawozdania Zarządu z działalności Oddziału,
   b) rozpatrzenie sprawozdań Komisji Rewizyjnej,
   c) wybór Zarządu Oddziału, Komisji Rewizyjnej oraz Sądu Polubownego,
   d) rozpatrywanie wszelkich wniosków zgłoszonych na Walne Zgromadzenie,
   e) wybór Delegatów na Zjazdy.

§ 14.

Zarząd Oddziału

1. Zarząd Oddziału składa się z 5 do 9 członków wybieranych na przeciąg jednego roku. W skład Zarządu Oddziału wchodzą:
   a) prezes,
   b) wiceprezes,
   c) sekretarz,
   d) skarbnik,
   e) gospodarz.
2. Do kompetencji Zarządu Oddziału należy:
   a) reprezentacja Oddziału na zewnątrz wobec władz i osób trzecich,
   b) administrowanie majątkiem Oddziału,
   c) przyjmowanie nowych członków,
   d) organizowanie i przeprowadzanie prac wyszkoleniowych,
   e) czuwanie nad pracą członków Oddziału w eterze,
   f) wykonanie wszelkich zleceń wyższych organów P.Z.K.

§ 15.

Główna Komisja Rewizyjna

1. Główna Komisja Rewizyjna składa się z: trzech członków i 2 zastępców wybieranych przez Walny Zjazd Delegatów na przeciąg 1 roku.

2. Komisja Rewizyjna bada gospodarkę finansową i majątkową Związku, wszystkich jego instytucji i przedsiębiorstw.

   Sprawozdania i wniosek z odbytych rewizyj składa Główna Komisja Rewizyjna na Walnym Zjeździe.
3. W razie stwierdzenia nieprawidłowości zarządzanym majątkiem Związku — Główna Komisja Rewizyjna ma prawo polecić Zarządowi Głównemu zwołanie nadzwyczajnego Walnego Zjazdu Delegatów.

§ 16.

Komisja Rewizyjna Oddziału

1. Komisja Rewizyjna Oddziału składa się z trzech członków i 2 zastępców wybieranych przez Walne Zgromadzenie Oddziału na przeciąg jednego roku.
2. Komisja Rewizyjna Oddziału wykonuje swe czynności według zasad przewidzianych w § 15, jednak tylko na terenie Oddziału.

§ 17.

Główny Sąd Polubowny

1. Główny Sąd Polubowny składa się z trzech członków i dwóch zastępców wybieranych przez Walny Zjazd Delegatów na przeciąg jednego roku.
2. Główny Sąd Polubowny rozpatruje i wydaje decyzje w sprawach wykroczeń członków Związku przeciwko postanowieniom statutu, regulaminów i uchwał Władz Związkowych, oraz rozstrzyga spory pomiędzy poszczególnymi członkami różnych Oddziałów i rozpatruje odwołania od orzeczeń Sądów Polubownych Oddziałów.

§ 18.

Sąd Polubowny Oddziału

1. Sąd Polubowny Oddziału składa się z trzech członków i 2 zastępców wybieranych przez Walne Zgromadzenie Oddziału na przeciąg jednego roku.
2. Sąd Polubowny rozpatruje i wydaje decyzje w sprawach wykroczeń członków Oddziału przeciwko postanowieniom statutu, regulaminów i uchwał władz Oddziału, oraz rozstrzyga spory pomiędzy poszczególnymi członkami.

§ 19.

Postanowienia ogólne.

1. Wszystkie jednostki organizacyjne P.Z.K. mogą kooptować do pracy w Związku osoby spoza Zarządu i spoza członków Związku.
2. Wszelkie posiedzenia są ważne o ile bierze udział w nich przynajmniej o jednego więcej niż połowa członków z wyjątkiem wypadków o których statut niniejszy stanowi inaczej.
3. Rok administracyjny i budżetowy P.Z.K. pokrywa się z państwowym rokiem budżetowym.

§ 20.

Zmiana statutu

Statut niniejszy może być zmieniony przez Walny Zjazd Delegatów większością 2/3 głosów obecnych i uprawnionych do głosowania na Zjeździe.

§ 21.

Likwidacja Związku

1. Rozwiązanie P.Z.K. może nastąpić tylko na specjalnie w tym celu zwołanym nadzwyczajnym Walnym Zjeździe Delegatów przy obecności przynajmniej 3/4 uprawnionych do wzięcia udziału w Nadzwyczajnym Walnym Zjeździe Delegatów.
2. Uchwały w sprawie likwidacji Związku zapadają większością nie mniejszą niż 4/5 obecnych na Walnym Zjeździe.
3. W wypadku przyjęcia prawomocnej uchwały o likwidacji Związku, Walny Zjazd wybiera Komisję Likwidacyjną w składzie 5 osób, której zadaniem jest wykonanie uchwał w sprawie użycia majątku.
4. Majątek Związku może być przekazany tylko na rzecz pokrewnej instytucji lub też na cele badań naukowych w zakresie radiotechniki albo na rzecz funduszu obrony narodowej.

Odpowiedzi Redakcji

(Dokończenie ze str. 20)

Jędrzejewski, Gdańsk — Uwagi Pana odnoszące się do schematu 43 z Nr. 3/4 mies. z 48 r. są całkowicie słuszne. Na usprawiedliwienie błędów w schemacie możemy powiedzieć, że budowę odbiornika według lakonicznie ujętych danych może podjąć tylko ten, kto potrafi w sposób właściwy schemat taki odczytać.

Rybarczyk Wł., W-wa — Główkę adaptera gramofonowego z głośnikiem można połączyć za pośrednictwem wzmacniacza niskiej częstotliwości, którego schemat znajdzie Pan w Nr 34 tyg. RiS. z 46 r.

Grudowski Marian, Płudy — Dla polepszenia odbioru na detektor radzimy promień anteny skierować w stronę Raszyna. Na głośnik można swobodnie słuchać po zastosowaniu wzmacniacza, jaki opisaliśmy w Nr. 7 i 8 tyg. RiS z 48 r.

Malinowski Wacław, W-wa — Interesująca P. antena przeciwzakłóceniowa z urządzeniem transformatorowym opisana została w Nr. 43 tyg. RiS z 48 r.

Junior, — Sylwania — Redakcja nie zna adresów firm, w których mógłby P. nabyć przyrządy pomiarowe lub lampy typu amerykańskiego.

Nowak Ryszard, Pruszków — Różnice w odbiornikach oporności zespolonej wynikają stąd, że wzór $Z = \frac{L}{C R}$ jest zależnością uproszczoną, otrzymaną jako rezultat obliczenia wypadkowej dwóch gałęzi równoległych, wynoszącej: $Z = \frac{Z_1 . Z_2}{\sqrt{R^2 - \left(\omega L - \frac{I}{\omega C}\right)^2}}$ (analogicznie, jak w wypadku oporów rzeczywistych: $R = \frac{R_1 . R_2}{R_1 - R_2}$ w momencie rezonansu można pominąć opory rzeczywiste, znajdujące się w gałęziach równoległych, jako małe w stosunku do oporności urojonych, a wtedy dla gałęzi z indukcyjnością $Z_1 = \omega L$; zaś dla gałęzi z pojemnością $Z_2 = \frac{1}{\omega C}$; podstawiając wyżej dostaniemy pożądany wynik $Z = \frac{L}{C . R}$

Nomogram Nr 22

Kondensator jako redukcja napięcia żarzenia

Nomogram Nr 21 pozwalał obliczyć opór redukcyjny żarzenia odbiorników uniwersalnych. Stosowanie kondensatora dla zredukowania napięcia żarzenia jest rzadziej stosowane lecz ma ono tę poważną zaletę, że kondensator nie nagrzewa się i nie zużywa mocy. Poza tym „regulacja“ t. j. wahanie prądu żarzenia wywołane wahaniami napięcia sieci, jest lepsze, zmiany prądu są bowiem mniejsze niż przy redukcji oporowej. Wadą kondensatora jest trudność w nastawieniu, gdyż trzeba dobierać wartości często przez użycie kilku kondensatorów równolegle oraz to, że musi on być bardzo wysokiego gatunku, przystosowany do pracy pod prądem zmiennym, o napięciu wyżej 300 wolt. Przepalenie bowiem oporu redukcyjnego nie grozi niczym lampom, podczas gdy przebicie kondensatora jest dla lamp bardzo niebezpieczne. Użycie czułego, kalibrowanego bezpiecznika jest konieczne.

Obliczamy wartość kondensatora wychodząc ze wzoru

$$V_s^2 = V_ż^2 + V_k^2$$

oraz

$$I_ż \,.\, X_k = V_k$$

skąd

$$X_k = \frac{V_k}{I_ż} = \frac{\sqrt{V_s^2 - V_ż^2}}{I_ż}$$

gdzie V_s — napięcie sieci
$V_ż$ — suma napięć żarzenia lamp
V_k — napięcie na kondensatorze
$I_ż$ — prąd żarzenia
X_k — zawada kondensatora dla częstotliwości sieci.

Ponieważ

$$X_k = \frac{1}{2\pi f \,.\, C}$$

otrzymujemy ostateczny wzór na wartość kondensatora

$$C = \frac{I_ż}{2\pi f \sqrt{V_s^2 - V_ż^2}}$$

Nomogram Nr 22 przedstawia ten wzór w postaci graficznej.

Przerobimy te same przykłady co dla nomogramu Nr 21: odbiornik z 4 lampami RV12P2000 — suma napięć 4 x 12,6 = 50,4 wolt, prąd żarzenia 75 mA; z nomogramu znajdujemy kondensator 0,75 μF. Odbiornik z lampami **C**, o sumie napięć 112 wolt, prąd żarzenia 0,2 Amp — potrzebny kondensator 3,3 μF.

Płaski przebieg krzywych, przynajmniej dla napięć żarzenia niższych od 150 wolt, jest przyczyną niekrytycznej regulacji przy użyciu redukcji pojemnościowej.

Należy zwrócić jeszcze uwagę na to, że w chwili włączenia może powstać krótki, przejściowy impuls prądu. Zależy on od oporu lamp (na zimno), od wielkości kondensatora oraz przede wszystkim od momentu włączania, w którym mianowicie punkcie sinusoidy napięcia sieciowego nastąpi początek przepływu prądu.

KUPON Nr 23

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko ....

Adres ....

....

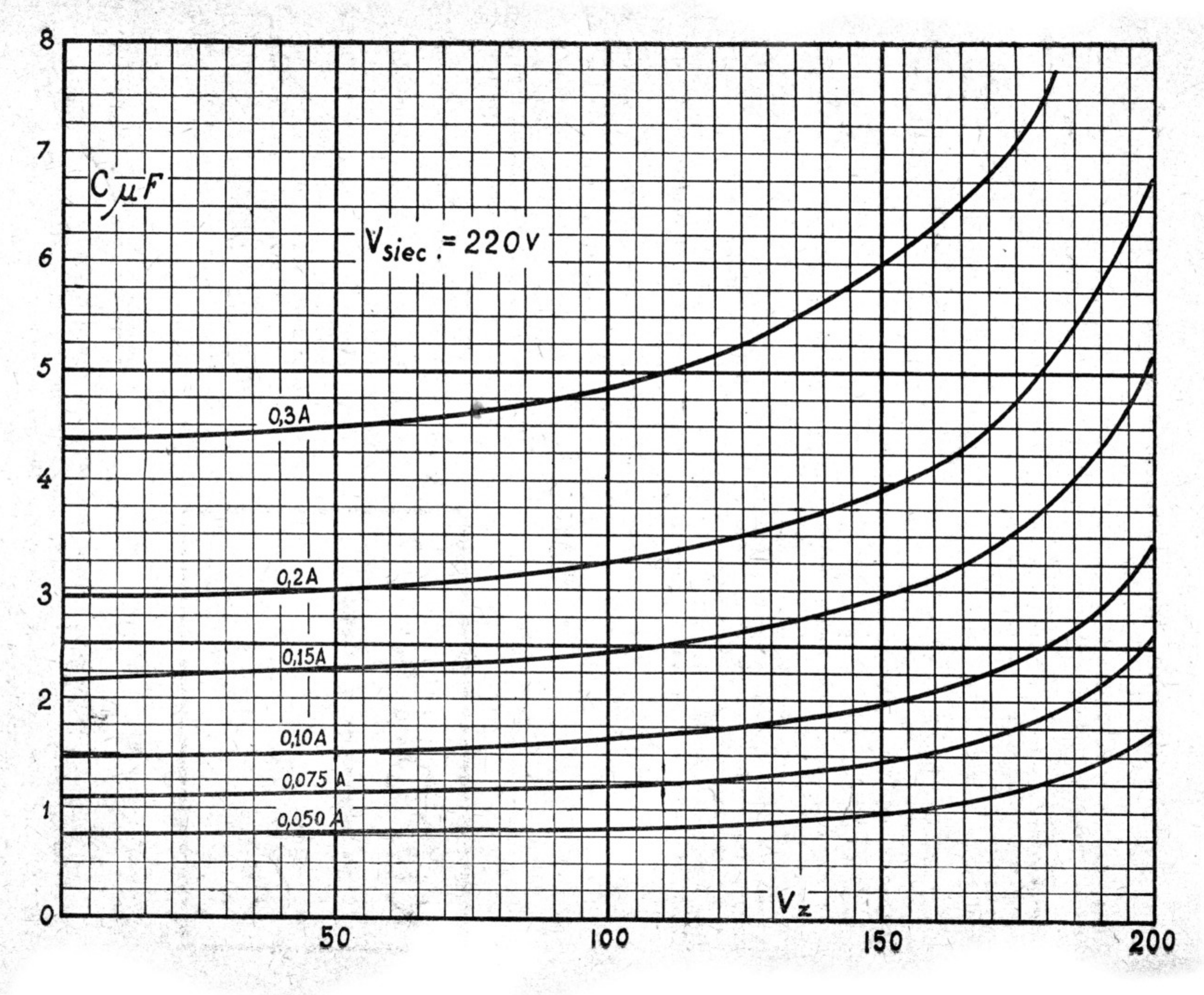
Redaguje Komitet **Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.**

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

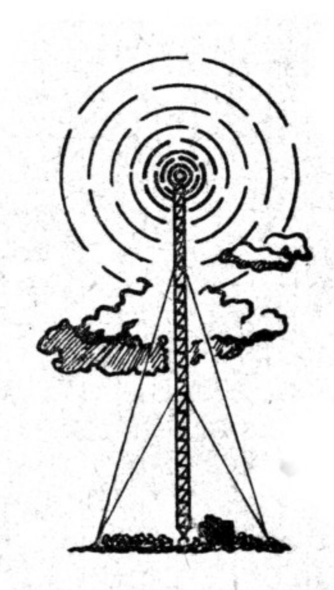
Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat“. Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio“. Cena pojedynczego egzemplarza zł. 100.—.

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., ½ kol. — 5.000 zł., ¼ kol. — 3.000 zł., ⅛ kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

Drukarnia Spółdz. Wyd. „Wydawnictwo Ludowe“ Warszawa Skolimowska 5 B-79011



Nomogram Nr 22.



Drukarnia Spółdz. Wyd. „Wydawnictwo Ludowe" Warszawa Skolimowska 5